

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Máster

**ESPECTRÓMETRO EN BANDA W BASADO
EN BANCO DE FILTROS
SUPERCONDUCTORES CON KIDS**
(W-Band superconducting filterbank
spectrometer based on KIDS)

Para acceder al Título de

***Máster Universitario en
Ingeniería de Telecomunicación***

Autor: Alejandro González Nava

Septiembre - 2021



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MASTER

Realizado por: Alejandro González Nava

Director del TFM: Beatriz Aja Abelán y Luisa de la Fuente Rodríguez.

Título: “Espectrómetro en banda w basado en banco de filtros
superconductores con KIDS”

Title: “W-Band superconducting filterbank spectrometer based on KIDS ”

Presentado a examen el día: 28 de Septiembre del 2021

para acceder al Título de

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Pascual Gutiérrez, Juan Pablo

Secretario (Apellidos, Nombre): Pontón Lobete, M^a Isabel

Vocal (Apellidos, Nombre): Jesús Ramón Pérez López

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFM
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Máster Nº
(a asignar por Secretaría)

Resumen

El trabajo que se propone se engloba dentro de un proyecto ya en marcha en el que está involucrado directamente el departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, cuyo objetivo es diseñar, fabricar y caracterizar un espectrómetro con superconductores basado en KIDs (Kinetic Inductance Detectors), para la detección de materia oscura en la banda W. El espectrómetro está formado por un banco de filtros superconductores, que son resonadores, y permiten medir la banda W con una determinada resolución espectral. La ventaja de esta topología es que es más compacto que los espectrómetros tradicionales. La detección final se realiza en cada banda por medio de un KID (Kinetic Inductance Detector) superconductor. La temperatura de operación de este tipo de espectrómetros es del orden de pocos cientos de milikelvin.

El punto de partida del trabajo fin de máster que aquí se propone, es el diseño y simulación electromagnética tanto del banco de filtros como de los KIDs. Para llevar a cabo el diseño se utilizará un software específico, ADS Momentum (Keysight) y HFSS (Ansys), que permiten realizar simulaciones electromagnéticas con gran precisión en las bandas de frecuencia de interés.

Finalmente el objetivo es tener el diseño de un prototipo de un espectrómetro en chip con cinco canales que pueda ser fabricado en el Centro de Astrobiología (CAB – CSIC).

Abstract

The proposed work is part of an ongoing project in which the Department of Communications Engineering at the University of Cantabria is directly involved. The aim of the project is to design, manufacture and characterise a spectrometer with superconductors based on KIDs (Kinetic Inductance Detectors) for the detection of dark matter in the W band. The spectrometer consists of a bank of superconducting filters, which are resonators, and allow the W-band to be measured with a certain spectral resolution. The advantage of this topology is that it is more compact than traditional spectrometers. The final detection is carried out in each band by means of a superconducting KID (Kinetic Inductance Detector). The operating temperature of this type of spectrometer is of the order of a few hundred millikelvin.

The starting point of the Master's thesis proposed here is the design and electromagnetic simulation of both the filter bank and the KIDs. To carry out the design, specific software will be used, ADS Momentum (Keysight) and HFSS (Ansys), which allow highly accurate electromagnetic simulations to be carried out in the frequency bands of interest.

Finally, the aim is to design a prototype of a five-channel chip spectrometer that can be manufactured at the Centro de Astrobiología (CAB - CSIC).

Índice

Resumen	I
Abstract.....	II
Introducción.....	1
Objetivos.....	1
Motivación.....	1
Estructura de los capítulos.....	2
Capítulo 1. Motivación científica y conceptos básicos	3
1.1. Astronomía – Axiones	3
1.2. Materiales superconductores	4
1.3. KIDS (Kinetic Inductors Detectors)	5
1.3.1. MKID	6
1.3.2. LEKID	7
1.4. Espectrómetro con KIDs.....	8
Capítulo 2. Fundamentos teóricos del Espectrómetro	11
2.1. Cálculo de las frecuencias de resonancia de cada resonador del banco de filtros. 11	
2.2. Factores de calidad de resonadores	13
2.3. Fundamento teórico del Acoplo entre resonador de alta frecuencia y feedline... 15	
2.4. Fundamento teórico para el doble Acoplo (feedline- Resonador-KID)	17
2.5. Materiales superconductores en el espectrómetro	19
Capítulo 3. Diseño en Alta Frecuencia	22
3.1. Acoplo entre líneas $\lambda/8$	23
3.2. Diseño del resonador	26
3.2.1. Resonador a 90.28 GHz.....	28
3.2.2. Diseño de los Resonadores restantes	31
3.3. Diseño de los 5 resonadores	35

3.4. Diseño del resonador y el inductor del KID	37
3.4.1 Acoplo entre el resonador y el inductor del KID	39
3.4.2. Resonador e inductor del KID a 90.28 GHz.....	40
3.4.3. Resonador e inductor del KID a las frecuencias restantes	42
3.5. Simulación electromagnética en HFSS	46
Capítulo 4. Diseño en Baja Frecuencia	48
4.1. Diseño del LEKID	53
4.1.1. LEKID resonando a $fL1 = 929.688 \text{ MHz}$	53
4.1.2. LEKID resonando a $fL2 = 941.406 \text{ MHz}$	55
4.1.3. LEKID resonando a $fL3 = 953.1 \text{ MHz}$	57
4.1.4. LEKID resonando a $fL4 = 964.8 \text{ MHz}$	58
4.1.5. LEKID resonando a $fL5 = 980.5 \text{ MHz}$	60
4.2. Acoplo Línea de Readout	62
Capítulo 5. Prototipo de espectrómetro con cinco filtros	66
Capítulo 6. Interfaces y diseño final.....	68
6.1. Microstrip - Coplanar	68
6.2. Microstrip – Guía de onda WR-10	69
6.3. Terminación línea de feedline	72
6.4. Diseño completo del chip	73
Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras	75
Bibliografía.....	77
Anexos.....	79

Índice de Figuras

Figura 1. Esquema general del espectrómetro a diseñar	4
Figura 2. Desplazamiento en frecuencia del KID cuando comienza a detectar [TFM Africa].....	6
Figura 3. MKID diseñado en NbTi con Al y sobre Si [9]	7
Figura 4. LEKID diseñado con el inductor y el condensador interdigital [7]	8
Figura 5. Comparación de la frecuencia de resonancia vs Incremento de frecuencia....	12
Figura 6. Parámetro S(2,1) del resonador en absorción [13].....	14
Figura 7. Esquema de la impedancia efectiva resultante al acoplar el resonador a la línea de feedline.....	15
Figura 8. Esquema del doble acoplo entre el resonador y el KID a la línea de feedline	17
Figura 9. Esquema del circuito resultante conocida ZKIDT	18
Figura 10. Esquema simplificado de la impedancia efectiva resultante Z_{eff}	18
Figura 11. (a) Substrato en alta frecuencia para el resonador. (b) Substrato en alta frecuencia incluyendo el resonador más el KID.....	21
Figura 12. Substrato para el KID en baja frecuencia.....	21
Figura 13. Materiales con sus respectivas características definidos en Momentum para poder desarrollar los substratos	21
Figura 14. Esquema y dimensiones del resonador $\lambda/2$	22
Figura 15. Esquema simplificado del espectrómetro en alta frecuencia	23
Figura 16. Cálculo con LineCalc del acoplo entre líneas $\lambda/8$	24
Figura 17. Cálculo del acoplo aproximado en dB producido por las líneas acopladas ..	25
Figura 18. Separación entre líneas acopladas	26
Figura 20. LineCalc para el cálculo de anchuras y longitud física de una línea $3\lambda/16$..	27
Figura 21. Resonador a 90.28 GHz en esquema de ADS.....	29
Figura 22. Layout del resonador a 90.28 GHz	30
Figura 23. Resultados del resonador a 90.28 GHz	30
Figura 24. Resultados del resonador a 90.19 GHz	33
Figura 25. Resultados del resonador a 90.10 GHz	33
Figura 26. Resultados del resonador a 90.01 GHz	34
Figura 27. Resultados del resonador a 89.92 GHz	34
Figura 28. Diseño de los 5 resonadores en la línea de feedline.....	36
Figura 29. Resultados de los cinco resonadores	36

Figura 30. Meandro del KID - Parte resistiva en alta frecuencia	38
Figura 31. Resultados de la simulación del meandro en 90 GHz.....	38
Figura 19. Separación entre el resonador y el KID	39
Figura 32. Resonador y parte inductiva del KID a 90.28 GHz	41
Figura 33. Resultados de la simulación del resonador más la parte resistiva del KID a 90.28 GHz.....	41
Figura 34. Resultados del resonador junto con la parte resistiva del KID operando a 90.19 GHz.....	43
Figura 35. Resultados de la simulación del resonador junto con el KID en alta frecuencia	44
Figura 36. Resultados de la simulación del cuarto resonador junto al meandro del KID	44
Figura 37. Resultados del resonador junto a la parte inductiva del KID operando a 89.92 GHz.....	45
Figura 38. (a) Diseño del resonador con la caja metálica. (b) Diseño del resonador junto con la parte resistiva del KID encapsulado en la caja metálica. (c) Materiales de los componentes: NbTi para el resonador y TiAl para el KID.....	47
Figura 39. Resultado electromagnético del resonador junto con la parte inductiva del KID	47
Figura 40. Inductancia geométrica del inductor en baja frecuencia	48
Figura 41. Modelo condensador interdigital [TFM África]	49
Figura 42. Condensador interdigital diseñado	50
Figura 43. Layout del condensador interdigital para 35 dedos.....	51
Figura 44. Resultados de la simulación del condensador interdigital	51
Figura 45. (a) Símbolo de una bobina con el circuito integrado del inductor. (b) Símbolo de un condensador con el circuito integrado del condensador interdigital.....	52
Figura 46. Disposición de resonadores de alta frecuencia con las frecuencias de resonancia en baja frecuencia	53
Figura 47. Esquema del LEKID a la frecuencia f_{L1}	54
Figura 48. LEKID a la frecuencia f_{L1}	54
Figura 49. Resultados de la simulación del LEKID a f_{L1}	55
Figura 50. Esquema LEKID a f_{L2}	55
Figura 51. Layout con LEKID a f_{L2}	56
Figura 52. Resultados de la simulación del LEKID a f_{L2}	56

Figura 53. Esquema LEKID a fL3.....	57
Figura 54. Layout del LEKID a fL3	58
Figura 55. Resultados del LEKID a fL3.....	58
Figura 56. Esquema LEKID a fL4.....	59
Figura 57. Layout LEKID a fL4.....	59
Figura 58. Resultados del LEKID a fL4.....	60
Figura 59. Esquema LEKID a fL5.....	61
Figura 60. Layout LEKID a fL5	61
Figura 61. Resultados LEKID a fL5.....	62
Figura 62. Modelo de optimización acoplo línea de Readout	63
Figura 63. Esquema LEKID junto con la línea de readout.....	64
Figura 64. Layout del LEKID junto con la línea de readout	64
Figura 65. Resultados del acoplo de la línea de readout junto con el LEKID.....	65
Figura 66. Símbolo del resonador	66
Figura 67. Prototipo de los cinco resonadores con la numeración de los interfaces necesarios para completar el espectrómetro en chip: 1. Microstrip-coplanar, 2. Microstrip – Guía de onda y 3. Carga adaptada a 50 ohms.....	67
Figura 68. Cálculos del LineCalc para conseguir una línea coplanar con plano de masa de anchura 100 μm e impedancia 50 Ohms a 1GHz.	68
Figura 69. Transición microstrip a coplanar con plano de masa	69
Figura 70. Transición guía de onda (WR-10: $a = 2.54 \text{ mm}$, $b = 1.27 \text{ mm}$) a microstrip en el simulador Ansys – HFSS.....	70
Figura 71. Vistas con dimensiones de la transición guía de onda (WR-10) a microstrip.	71
Figura 72. Dimensiones de la línea de transmisión microstrip y la sonda para la transición a guía.	71
Figura 73. Simulación de la transición guía de onda (WR-10) a microstrip con Ansys – HFSS.....	72
Figura 74. Carga final de la feedline con de AlTi ($R_s = 1.27 \text{ Ohm/sq}$) y grosor 35 nm acabada con un stub radial NbTi de grosor 100 nm	72
Figura 75. Coeficiente de reflexión a la entrada de la carga final de la feedline obtenida con Momentum.....	73

Figura 76. Espectrómetro en chip con transiciones coplanar – microstrip en los accesos de readout, transición microstrip – guía WR-10 en un extremo de la línea de transmisión feedline y carga adaptada en el otro	74
---	----

Índice de tablas

Tabla 1. Frecuencias de resonancia de los resonadores y su respectivo ancho de banda en el entorno de 90 GHz.....	12
Tabla 2. Materiales superconductores utilizados en el espectrómetro	19
Tabla 3. Datos base de un resonador a 90 GHz.....	27
Tabla 4. Parámetros del resonador a 90.28 GHz	28
Tabla 5. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.28 GHz ...	31
Tabla 6. Datos del resonador a 90.19 GHz.....	31
Tabla 7. Datos del resonador a 90.10 GHz.....	31
Tabla 8. Datos del resonador a 90.01 GHz.....	32
Tabla 9. Datos del resonador a 89.92 GHz.....	32
Tabla 10. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.19 GHz .	33
Tabla 11. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.10 GHz .	34
Tabla 12. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.01 GHz .	34
Tabla 13. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 89.92 GHz .	35
Tabla 14. Parámetros característicos del KID en alta frecuencia.....	37
Tabla 15. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.28 GHz ...	42
Tabla 16. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.19 GHz	42
Tabla 17. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.10 GHz	42
Tabla 18. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.01 GHz	42
Tabla 19. Parámetros del resonador junto con el KID a 89.92 GHz	43
Tabla 20. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.19 GHz ...	43
Tabla 21. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.10 GHz ...	44
Tabla 22. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.01 GHz ...	45
Tabla 23. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 89.92 GHz ...	45
Tabla 24. Datos característicos del LEKID en baja frecuencia.....	48
Tabla 25. Datos del condensador interdigital base	50
Tabla 26. Frecuencias de resonancia en baja frecuencia de los LEKIDS	52

Introducción

Desde los orígenes del Universo, una infinidad de científicos llevan estudiando cómo se creó este y a causa de que. A día de hoy, sigue habiendo cantidad de preguntas que aún siguen resolverse. Es por ello que cada vez hay más personas involucradas en conseguir datos e información relevante sobre el Universo que nos puedan dar con la clave del asunto.

En este trabajo se describe el diseño de un dispositivo receptor con una gran sensibilidad y precisión a través del cual se puedan medir señales muy débiles que se encuentran en el Universo.

Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es diseñar un espectrómetro capaz de operar en banda W (75-110GHz) con una resolución \mathfrak{R} igual a 500. Este va a estar formado por un banco de filtros, los cuales, se encargan de dejar pasar la señal deseada, y por los detectores de inductancia cinética, LEKIDs (Lumped Element Kinetic Inductance Detectors) asociados a cada filtro, que serán capaces de detectar si se ha recibido la señal en una determinada banda de frecuencia. Debido al elevado número de canales que se necesitaría diseñar para alcanzar la resolución deseada (500), se ha marcado como objetivo previo realizar el diseño de un prototipo de solo cinco canales con sus respectivas separaciones frecuenciales. Para ello, se va a dividir el trabajo en dos partes, una la parte de alta frecuencia y dos, la parte en baja frecuencia.

Motivación

La utilización de los KIDs para instrumentos receptores en aplicaciones científicas, es de gran interés. Se trata de una tecnología de detectores de muy baja temperatura con gran sensibilidad que la hace interesante para usarse en aplicaciones de astronomía, experimentos de partículas, física de partículas o aplicaciones de seguridad entre otras [1]. En este trabajo la motivación es la realización de un espectrómetro con KIDs dedicado a la detección de axiones en la banda W.

Estructura de los capítulos

En este apartado se va a realizar un breve esquema de cómo se estructura el presente trabajo.

Capítulo 1: Motivación científica y conceptos básicos. En este capítulo se quiere dar una visión general e introductoria sobre la astronomía, los KIDs que han sido desarrollados y cómo se han acoplado a los espectrómetros.

Capítulo 2: Fundamentos teóricos del espectrómetro. En este se pretende dar a conocer los fundamentos teóricos que están detrás del diseño del espectrómetro en banda W. Además de presentar los materiales superconductores que se han escogido para el desarrollo del espectrómetro.

Capítulo 3: Diseño del espectrómetro en alta frecuencia. En este capítulo se muestran los pasos que se han llevado a cabo a la hora de realizar el diseño de los resonadores que forman el banco de filtros en alta frecuencia, así como su acoplo a los LEKIDs para que cumpla con los objetivos marcados.

Capítulo 4: Diseño del espectrómetro en baja frecuencia (Línea de lectura). En este capítulo se explica cómo se ha desarrollado el diseño del LEKID para que resuene a una frecuencia inferior a 1 GHz y cumpla con los requisitos de diseño. Además del acoplo que se ha realizado a la línea de lectura.

Capítulo 5: Prototipo de espectrómetro con cinco filtros. Este capítulo consiste en entrelazar tanto el diseño en alta frecuencia como el de baja frecuencia para construir el diseño final del prototipo de espectrómetro con el banco de cinco filtros, los LEKIDs acoplados a ellos, la línea de lectura y todos los accesos al circuito.

Capítulo 6: Interfaces y diseño final. Este capítulo recoge los interfaces generados para realizar las transiciones de microstrip a coplanar en los accesos de la línea de readout y de microstrip a guía de onda WR-10 en uno de los extremos de la línea de feedline. En el otro, se añade una carga adaptada a 50 Ohms a través de una línea de transmisión y un stub en banda W. Por último, se añaden las transiciones al prototipo del capítulo 5 y se presenta el espectrómetro en chip con cinco canales.

Capítulo 7: Conclusiones y líneas futuras. En este último capítulo se recogen las conclusiones obtenidas en el trabajo, así como las posibles líneas futuras que se podrían llevar a cabo en un futuro.

Capítulo 1. Motivación científica y conceptos básicos

1.1. Astronomía – Axiones

La astronomía es aquella ciencia que se dedica a estudiar las estrellas, los asteroides, los planetas, las nebulosas, etc., en definitiva, el Universo en toda su grandeza. Dentro de este, se pueden diferenciar tres grupos. Por un lado, aparece el Universo observable, compuesto de materia visible como pueden ser las estrellas o las galaxias, representando tan sólo un 5% del contenido del Universo. Este universo observable se puede detectar debido a que emite o absorbe radiación electromagnética. Por contra, aparece la materia oscura con un porcentaje sobre el total de un 27%. Sin embargo, se cree que la materia visible se ve afectada a nivel gravitacional. Por último, está el 68% restante que tiene que ver con la energía oscura propia del vacío en el espacio [2] , [3].

Este trabajo se va a focalizar en la detección de materia oscura. A día de hoy, hay infinidad de proyectos en marcha en busca de encontrar de que está formado la materia oscura, y cómo es posible detectarla. Entre ellos, está la posibilidad de que existan unas partículas neutras y estables llamadas axiones, que sean capaces de interaccionar de manera débil con la materia visible. Una de las vertientes que se está estudiando es que estas puedan estar acopladas a un fotón o electrón cuando se le incide un campo electromagnético. Otra opción es que existan aparte otras partículas llamadas WIMPS (Weakly Interacting Massive Particles), que como su propio nombre indica, son partículas masivas que interaccionan débilmente y gravitatoriamente con la materia visible.

En el caso de poder obtener información acerca de ellos, estaríamos ante uno de los avances del siglo, ya que podríamos ser capaces de seguir estudiando la formación del universo [3], [4].

Por este motivo, en el presente documento se pretende diseñar un instrumento, más concretamente un espectrómetro, capaz de detectar axiones en la banda W mediante un banco de filtros y detectores de inductancia cinética (Figura 1), conocidos en inglés como *Kinetic Inductance Detectors* (KIDs), asociados a cada uno ellos. Obteniendo así, información en cada una de las frecuencias de los filtros. Basándonos en [5] se puede ver como resultado un tren de deltas en todo el espectro captado, cada una con respectiva información, y en su totalidad como si fuese un filtro paso banda (Figura 29). Para ello,

es imprescindible utilizar materiales superconductores para minimizar las pérdidas como se verá en el apartado 1.2.

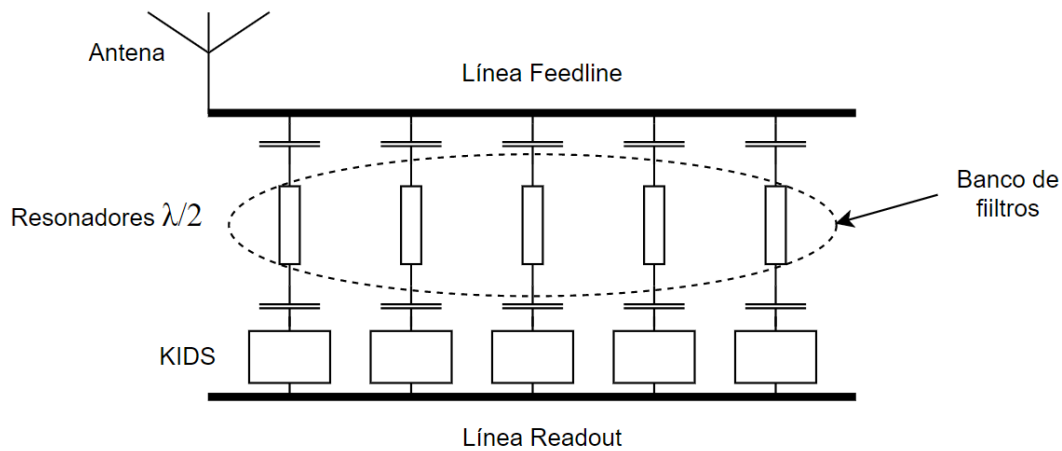


Figura 1. Esquema general del espectrómetro a diseñar

A continuación, se pretende dar a conocer el motivo por el cual los KIDS, son tan importantes en este campo de estudio, así como los materiales en los que han de ser fabricados.

1.2. Materiales superconductores

Un aspecto importante en el diseño de los espectrómetros es el uso de materiales superconductores. Estos presentan la característica particular de que cuando se les expone a temperatura muy bajas, por debajo de su temperatura crítica, entran en estado de superconducción. Se considera temperatura crítica (T_c) a aquella temperatura a la cual el material no ofrece resistividad eléctrica, y su valor es propio de cada material.

Particularmente en nuestro diseño, se va a trabajar con dos de estos materiales, los cuales entran en la categoría de superconductor tipo II [6]. Este grupo presenta la principal diferencia, con los del tipo I, de que el material en estado normal presenta una resistividad eléctrica alta, por lo que, no son buenos conductores. Sin embargo, cuando se somete a temperaturas por debajo de la crítica, esa resistividad se hace nula, y los electrones conductores forman los llamados pares de Cooper [6], que son los portadores de la supercorriente unidos por una energía de unión de valor $2\Delta \approx 3.52 K_B T_c$ [7], donde K_B es la constante de Boltzman y T_c la temperatura crítica. Así mismo, si se le incide con una señal de energía superior a la banda prohibida ($h\nu > 2\Delta$) se rompen los pares de Cooper y aumenta la densidad de cuasipartículas, provocando un cambio en la impedancia de superficie y cambiando así las propiedades del material [8]. Como consecuencia, a más

T_c , habrá que conseguir una energía mayor para poder romper estos pares, o lo que es mismo, se necesitarían alcanzar frecuencias mucho más altas para ello.

1.3. *KIDS (Kinetic Inductors Detectors)*

Los detectores basados en inductancia cinética fueron desarrollado a principios del siglo XXI con un gran interés por analizar las señales de información del fondo cósmico del universo. En estos detectores, los fotones con energía superior al gap de energía ($E = h \cdot \text{freq} > 2\Delta$) del superconductor rompen pares de Cooper y provocan un cambio en sus propiedades eléctricas macroscópicas. El aumento en la densidad de cuasi-partículas cambia la reactancia de superficie del superconductor. Las cuasi-partículas son electrones normales excitados por los fotones incidentes. Una posibilidad de medir este efecto, y convertir el elemento que absorbe la radiación en un detector, es integrarlo dentro de un resonador superconductor de radiofrecuencia de alta calidad. El cambio en las características del resonador permite medir la cantidad de energía absorbida. Por lo tanto, se pueden definir cada uno de ellos como un resonador. Usualmente este resonador se acopla muy débilmente a una línea de transmisión y a través de la medida del parámetro complejo S_{21} es posible obtener la información deseada. Generalmente, se diseñan a frecuencias de pocos GHz, y analizando sus características tales como el factor de calidad Q , el cual se detallará en la sección 2.2, y su frecuencia de resonancia se puede obtener la cantidad de energía que es detectada.

La frecuencia de resonancia se puede cambiar fácilmente modificando la longitud de cada resonador. Una ventaja importante de este tipo de detectores es la posibilidad de multiplexar un gran número de detectores utilizando solamente una línea de lectura.

Estos detectores son diseñados con materiales superconductores, los cuales, presentan un alto grado de sensibilidad cuando están en estado superconductor. El comportamiento que muestran es que en corriente continua (DC) presentan resistencia 0. En cambio, en corriente alterna la resistencia no es cero.

En el momento en el cual, la señal que se desea recibir incide en el KID con una energía superior a la de banda prohibida del material ($E > 2\Delta$), se rompen los *pares de Cooper* y se aumenta la densidad de las cuasipartículas, provocando un cambio en las características del material, y por consiguiente un aumento en su impedancia superficial, siendo esta:

$$Z_S = R_S + j\omega L_S \quad (1)$$

Siendo R_S la resistencia superficial y L_S la inductancia debida a los pares de Cooper. En definitiva, la densidad de cuasipartículas depende de la impedancia superficial Z_S (1). Estos cambios en la inductancia cinética y en la resistencia superficial afectan respectivamente a la frecuencia y ancho de banda del resonador (Figura 2), modificando así la amplitud y la fase de la señal transmitida [8].

A partir de este momento, es cuando se detecta que ha llegado una señal a la misma frecuencia de resonancia de diseño. Entre los KIDs que se conocen están los MKID y los LEKID, siendo su principal diferencia las tecnologías utilizadas en cada uno, que se mencionarán a continuación.

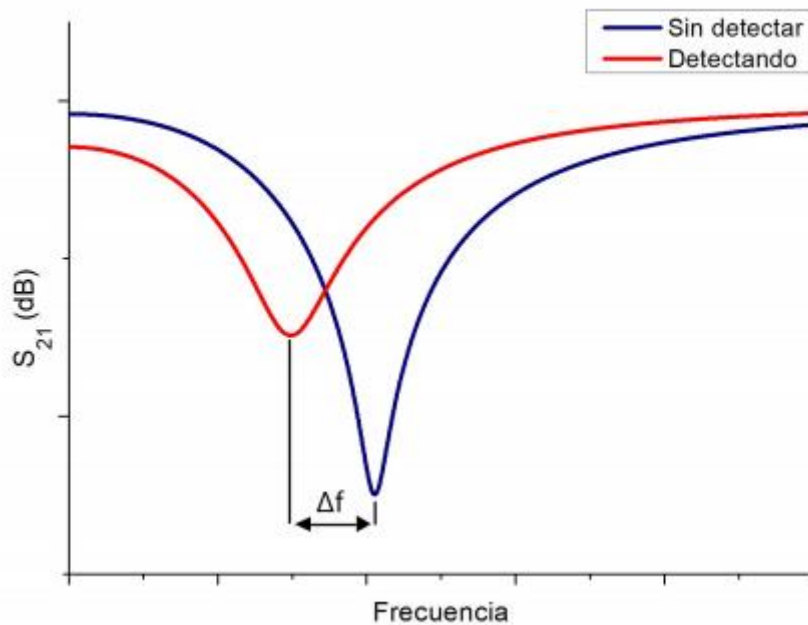


Figura 2. Desplazamiento en frecuencia del KID cuando comienza a detectar [TFM Africa]

1.3.1. MKID

En cuanto a los MKID, es necesario señalar que fueron desarrollados para detectar radiaciones de alta frecuencia, especialmente para aplicaciones astronómicas. Como su propio nombre indica, son detectores basados en inductancia cinética de microondas, en inglés, *Microwave Kinetic Induction Detector*, y están formados por líneas de transmisión

con materiales superconductores. La mayoría de los MKIDs están basados en resonadores de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda, en los cuales se utiliza una antena distribuida como elemento de capacidad de la señal. En la (Figura 3) se puede observar el diseño de un MKID [9] compuesto por la antena de doble slot (parte superior de la foto), la región de absorción compuesta de una línea coplanar estrecha en aluminio (Al) (en color blanco) y una línea coplanar más ancha en NbTiN (parte inferior de la foto) acoplada a la línea de lectura. Una desventaja de este tipo de detectores (MKIDs) es que la reducida región de absorción de la antena comparada con el resto del detector, suele ser un 1% del total de área.

Uno de los aspectos por los cuales es posible cambiar la frecuencia de resonancia de estos dispositivos, es cambiando la longitud de los resonadores. De esta manera, se pueden acoplar miles de detectores a diferentes frecuencias de resonancia a una misma línea de lectura. El funcionamiento de detección es el mismo que el comentado anteriormente en la sección 1.3..

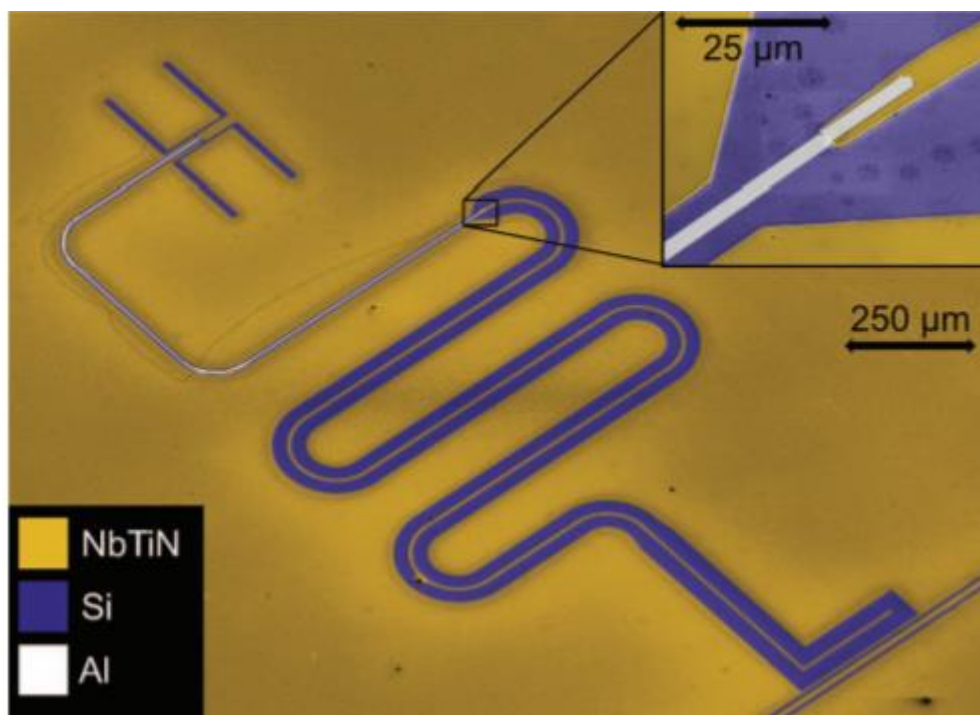


Figura 3. MKID diseñado en NbTi con Al y sobre Si [9]

1.3.2. LEKID

Este tipo de detectores se desarrollan unos años más tarde por la Universidad de Cardiff [10], y a diferencia de los anteriores, están formados por elementos concentrados, más concretamente, un inductor en forma de meandro y un condensador interdigital

(Figura 4). Estos dispositivos son capaces de detectar la señal sin necesidad de una antena, siendo el inductor el elemento de captación de la señal. Para variar la frecuencia de resonancia se modifica el valor del condensador interdigital, en función del número de dedos y la longitud de los mismos.

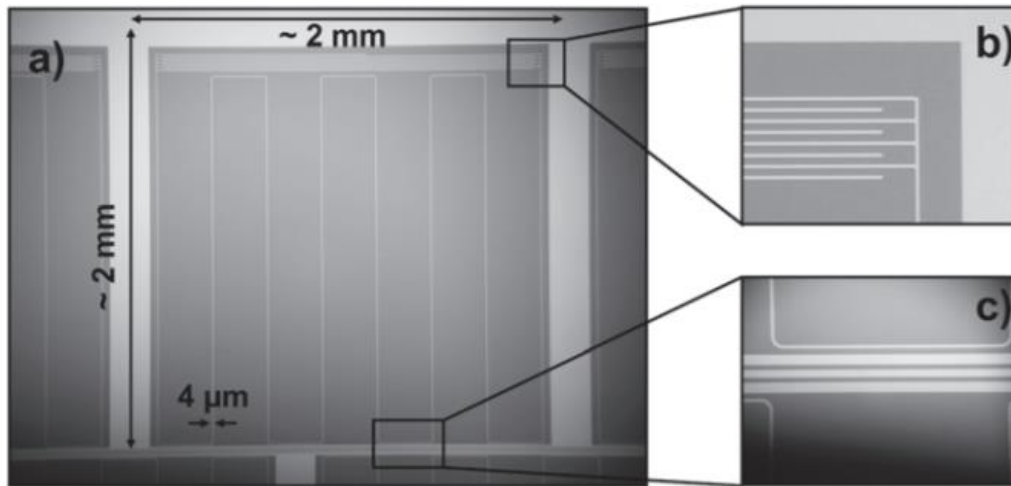


Figura 4. LEKID diseñado con el inductor y el condensador interdigital [7]

La idea en este proyecto es diseñar un conjunto de LEKIDs, donde cada uno de ellos está acoplado a un filtro de diferente frecuencia, consiguiendo así un banco de filtros con LEKIDs que permita discriminar y detectar la posible señal incidente en un rango de frecuencias determinado.

1.4. Espectrómetro con KIDs

En cuanto al espectrómetro con KIDs que se va a diseñar en este trabajo, cabe destacar que las frecuencias de resonancia del banco de filtros en este proyecto son en la banda W, en torno a los 90 GHz. Por un lado, se va a captar la señal y a través de una línea microstrip, línea feedline, en la cual se introduce la señal captada por la antena, se acoplan una serie de resonadores con líneas microstrip, actuando como filtros. Una vez que se obtenga una señal a la frecuencia de resonancia del filtro, se realiza un acoplo de dicha señal a un LEKID, en este caso se realiza entre el filtro y la parte inductiva en forma de meandro del LEKID. Todo ello, cumpliendo un objetivo de calidad y máxima absorción en el diseño.

Por otra parte, para poder leer la información de la señal que ha sido detectada es necesario bajar a frecuencias menores de 1 GHz, principalmente para tener mejor relación señal a ruido en la lectura. Por este motivo, se deberá diseñar los LEKIDs con dichas

frecuencia de resonancia y realizar otro acoplo entre los LEKIDs diseñados y la línea de *readout*, línea de transmisión por la que se pretenden realizar las lecturas de las señales absorbidas.

Estas son las razones principales, por las cuales, se debe abordar el diseño, por un lado en alta frecuencia y por otro en baja frecuencia.

Entre las diferentes aplicaciones que pueden tener hoy en día el uso de los KIDs se encuentran la astronomía observacional, los espectrómetros con KID en chip, cámaras astronómicas capaces de captar de imágenes en el rango de infrarrojos ó KIDs para estudiar diferentes partículas físicas que aún no son conocidas como la materia oscura, entre muchos otros.

Indagando un poco más en el último área, existen diferentes proyectos alrededor de todo el mundo que están buscando y estudiando este tipo de materia, como por ejemplo, COURE (Cryogenic Underground Laboratory for Rare Events) y su sucesivo CUPID (CUORE Upgrade with Particle IDentification), CALDER (Cryogenic wide-Area Light Detectors with Excellent Resolution) ó HOLMES, etc. [1].

Sin embargo, en nuestro proyecto, se enmarca en una de las aplicaciones ya mencionadas, los espectrómetros con KIDs en chip. La idea, como se ha comentado antes, es generar un banco de filtros con este tipo de detectores capaces de barrer un rango amplio del espectro en frecuencia, en nuestro caso, la banda W, obteniendo así información de gran relevancia en esta banda de frecuencia. Todo ello, integrado en un chip. De esta manera, se podrá analizar y estudiar detalladamente la información recogida.

Entre los proyectos que han estado o están en marcha sobre espectrómetros en un chip nos encontramos principalmente el experimento Superspec [11], el cual, ha sido nuestro punto de partida en este proyecto. Particularmente, en el SuperSpec lo que se busca es realizar un espectrómetro con una resolución de 700, o lo que es lo mismo, obtener un ancho de banda a 3dB que cumpla con el factor de calidad total, operando a una banda frecuencial entre 190 y 310 GHz. Otro proyecto de gran importancia es el experimento DESHIMA, que es un espectrómetro de microondas de un solo pixel operando a frecuencias entre 332 y 377 GHz, y se prevé que un futuro pueda instalarse en un telescopio submilimétrico. Otro proyecto importante es el CAMELS (CAMbridge Emission Line Surveyor), el cual, quiere operar a frecuencias entre 103-114.7 GHz con

512 filtros y una resolución de 3000, de cara a introducirlo en el telescopio Greenland [1].

Además de los comentados, existen muchos otros, ya que es un tema que hoy en día presenta gran interés en la comunidad científica, debido a que la mayor parte del universo está aún por descubrir.

Capítulo 2. Fundamentos teóricos del Espectrómetro

En este capítulo se detalla el proceso de diseño del espectrómetro en las distintas partes del mismo, así como los materiales que han sido utilizados en cada uno de ellas.

2.1. Cálculo de las frecuencias de resonancia de cada resonador del banco de filtros.

Uno de los objetivos del proyecto es realizar 5 resonadores con líneas acopladas en banda W, centrados en torno a 90 GHz. Para que posteriormente, se pueda acoplar cada uno a su respectivo KID.

Para lograr que cada dispositivo resuene a su frecuencia de resonancia y no interfiera al resto de resonadores, se pretende dejar un ancho de banda de separación, al que denominamos como Δf_i . Esta separación viene definida por una serie de ecuaciones (ec.2) y (ec.3) que han sido desarrolladas en [12]. En ellas se relacionan el número de canales, N_c , la resolución del espectrómetro, \mathcal{R} , las frecuencias superior e inferior de la banda W, f_u y f_l respectivamente, el sobremuestreo (oversampling) Σ , siendo este la relación entre el ancho de banda del canal y la separación en frecuencia de los canales [5], al que se va a determinar con valor 2 al igual que el *Teorema de Nyquist*, y la frecuencia de resonancia, f_i , propia de cada resonador.

$$N_c = \Sigma R \ln(f_u/f_l) \quad (2)$$

$$x = \exp \left(-\frac{\ln f_u - \ln f_l}{N_c - 1} \right) \quad (3)$$

Siendo x , el factor de escala en frecuencia que sigue la siguiente progresión geométrica, $f_u, x f_u, x^2 f_u, \dots, x^{N_c-1} f_u$, y el cual permite conocer las frecuencias centrales f_i de los resonadores.

Para realizar estos cálculos, se ha realizado un script de Matlab (*Anexo I*) cuyos resultados son: $x = 0.9990$ para unas frecuencias $f_u = 110 \text{ GHz}$ y $f_l = 75 \text{ GHz}$. Conocido x , se calcula la progresión geométrica, obteniendo así, las frecuencias centrales de cada resonador, siendo estos, tantos como número de canales haya. Sabiendo f_i y \mathcal{R} , es posible calcular Δf_i con la siguiente expresión:

$$\mathcal{R} = \frac{f_i}{\Delta f_i} \rightarrow \Delta f_i = \frac{f_i}{\mathcal{R}} \quad (4)$$

Los resultados que se obtienen de la serie geométrica y de la ecuación anterior, centrados en 90 GHz, han sido recogidos en la siguiente tabla.

Tabla 1. Frecuencias de resonancia de los resonadores y su respectivo ancho de banda en el entorno de 90 GHz

f_i (GHz)	Δf (MHz)
90.28	180.56
90.19	180.38
90.10	180.20
90.01	180.02
89.92	179.84

De este modo, se pueden observar de manera clara y concisa cómo se deben centrar los cinco resonadores a diseñar con sus respectivas separaciones de aproximadamente 90 MHz entre frecuencias centrales.

Comparando como va creciendo la separación (MHz) en función de la frecuencia de resonancia (GHz), se llega a la Figura 5.

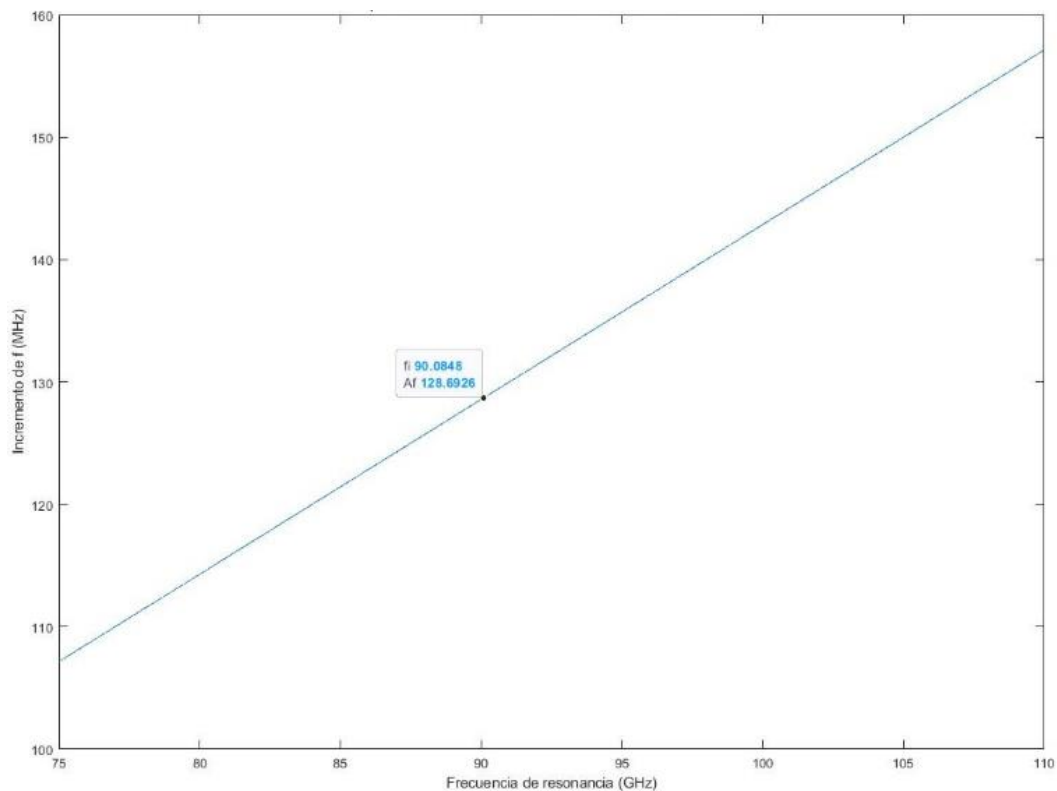


Figura 5. Comparación de la frecuencia de resonancia vs Incremento de frecuencia

Se puede observar como a medida que la frecuencia de resonancia de cada resonador aumenta, se incrementa la separación frecuencial, concluyendo así, que existe una relación directamente proporcional.

2.2. Factores de calidad de resonadores

Todos los resonadores se caracterizan, además de por su frecuencia de resonancia, por su llamado factor de calidad. Es un factor adimensional que relaciona la energía almacenada con la potencia disipada en el mismo y que de alguna manera es una medida de sus pérdidas óhmicas. Como se ha comentado en el capítulo anterior, estos resonadores están acoplados débilmente a una línea de transmisión, cuya impedancia modifica el factor de calidad interno (Q_u) propio de cada resonador, en lo que se llama factor de calidad total o cargado (Q_l) debido a las pérdidas óhmicas de esta impedancia externa. La relación entre ellos se muestra en la ec. 12, las cuales relacionan el interno o descargado (Q_u), el cargado (Q_l) y el externo (Q_{ext}). Las ec. 5, 6 y 7 muestran los factores de calidad para un circuito resonante paralelo. Y se define el factor de acoplo “k” como el cociente entre los factores de calidad interno y externo (ec.8).

$$Q_u = \omega_0 C R \quad (5)$$

$$Q_{ext} = \omega_0 C 2 Z_0 \quad (6)$$

$$Q_l = \omega_0 C \frac{2 Z_0 R}{2 Z_0 + R} \quad (7)$$

$$k = \frac{P_E}{P_O} = \frac{R_{eff}}{2Z_0} = \frac{Q_u}{Q_{ext}} \quad (8)$$

Según el valor del coeficiente de acoplo k, se pueden definir tres casos diferentes en cuanto al acoplo:

- $k < 1$: Subacoplamiento.
- $k > 1$: Sobreacoplamiento.
- $k = 1$: Acoplo crítico, y por lo tanto, se entrega la máxima potencia posible al resonador.

A continuación, se pretende mostrar cómo se va a llevar a cabo la obtención de los factores de calidad y acoplo fijándonos en el módulo al cuadrado del parámetro S_{21}

(Figura 6). En esta aparecen, el módulo al cuadrado del parámetro S_{21} cuando el resonador está cargado ($|S_{21L}|^2$) con sus frecuencias asociadas (f_1, f_2) a ambos lados del S_{21min} y el módulo al cuadrado del parámetro S_{21} cuando el resonador está descargado ($|S_{21U}|^2$) con sus respectivas frecuencias (f_{1u}, f_{2u}). Así como la relación que existe entre el parámetro S_{21} y el factor de acoplo “k” (ec. 9), y los factores de calidad (Q_u, Q_l) en función de las frecuencias vistas en la Figura 6 (ec. 10 y 11).

$$S_{21min} = \frac{2 Z_0}{2 Z_0 + R} = \frac{1}{1 + k} \quad (9)$$

$$Q_u = \frac{f_0}{f_{2u} - f_{1u}} \quad (10)$$

$$Q_l = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (11)$$

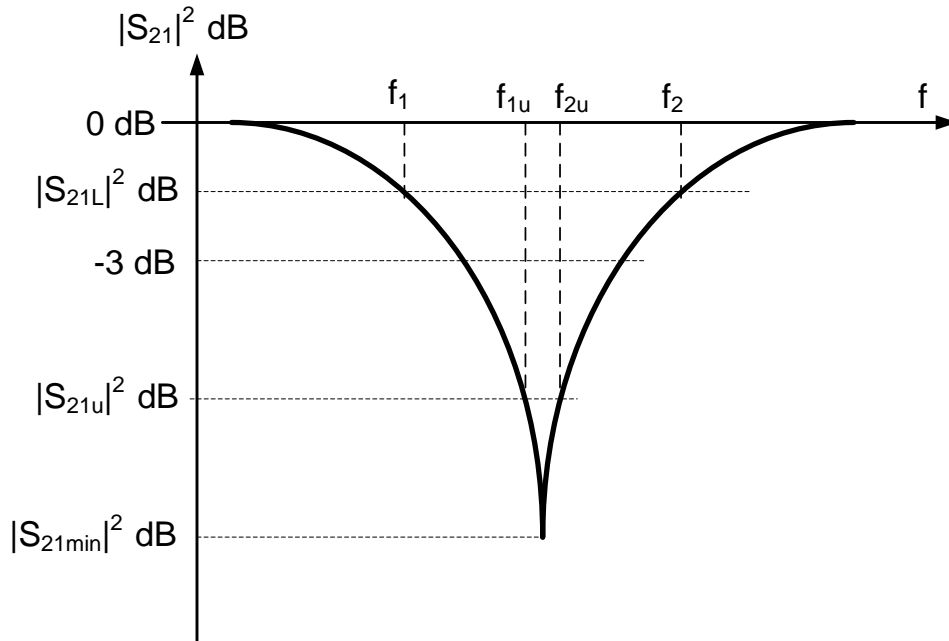


Figura 6. Parámetro $S(2,1)$ del resonador en absorción [13]

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (12)$$

Con la ec. 6 presentada, se puede interpretar que el acoplo crítico se va a lograr en el momento en el que el parámetro $\text{dB}(S_{21})$ valga 6 dB en valor absoluto. En ese instante, habrá máxima transferencia de potencia.

En definitiva, el diseño final de cada uno los resonadores que forman el banco de filtros del espectrómetro, deberá presentar un acoplo crítico y un factor de calidad Q_l que sea igual al requisito marcado de resolución (\mathfrak{R}) del espectrómetro a diseñar.

2.3. Fundamento teórico del Acoplo entre resonador de alta frecuencia y feedline.

Para poder explicar analíticamente el acoplo entre la línea feedline y cada resonador, se puede representar a nivel circuital como se muestra en la figura 7 [10]. Se trataría de obtener una impedancia efectiva (Z_{eff}) que facilitase el proceso de diseño.

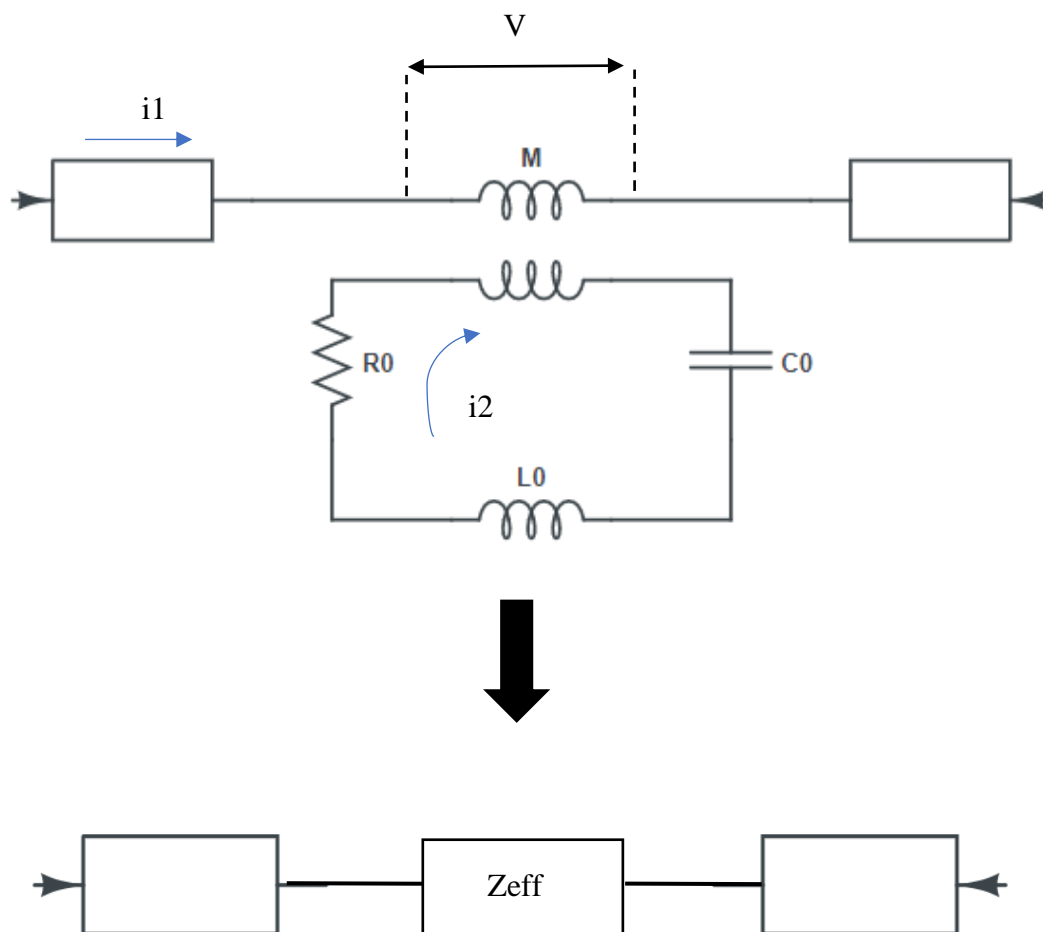


Figura 7. Esquema de la impedancia efectiva resultante al acoplar el resonador a la línea de feedline.

Siguiendo el esquema anterior, se define una tensión V en la parte del acoplo que corresponde con la siguiente ecuación:

$$V = j\omega M i_2 \quad (13)$$

Donde M es la inductancia mutua, i_2 la corriente que pasa por el resonador y ω la frecuencia angular.

Conocida la tensión, se aplica la ley de Kirchoff con las intensidades del circuito y se fórmula la siguiente expresión:

$$j\omega M i_1 + i_2 Z_{res} = 0 \quad (14)$$

Siendo la impedancia del resonador $Z_{res} = j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} + R_0 + \frac{1}{\omega C_0} \tan \delta_{eff}$, con el tercer término debido a unas pérdidas del condensador interdigital con una $\tan \delta_{eff}$ que tiene en cuenta el substrato y el aire.

Despejando la intensidad i_2 de la ecuación anterior e introduciéndola en la de la tensión, se puede llegar a la siguiente relación:

$$V = j\omega M i_2 = j\omega M \frac{-j\omega M i_1}{Z_{res}} = \frac{\omega^2 M^2 i_1}{Z_{res}} \quad (15)$$

Siguiendo la ley de Ohm, en la que se relaciona la tensión y la intensidad, se puede hallar la impedancia efectiva del conjunto (Z_{eff})(ec. 16).

$$Z_{eff} = \frac{V}{I} = \frac{V}{i_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{res}} \quad (16)$$

Particularizando la ecuación a la frecuencia de resonancia f_0 , nos queda que $Z_{res} = R_0$, y por tanto la impedancia efectiva resulta (ec. 17):

$$Z_{eff} = \frac{\omega^2 M^2}{R_0} \quad (17)$$

2.4. Fundamento teórico para el doble Acoplo (feedline-Resonador-KID)

Del mismo modo, se pretende conocer cómo se comporta a nivel de circuito equivalente el acoplo del KID al resonador en alta frecuencia, en nuestro caso a 90 GHz (Figura 8). Partiendo de la base del circuito anterior, en el que sólo se estudiaba el acoplo del resonador, se puede añadir la inductancia mutua y la impedancia que va a incluir el acoplo del KID, conocida como ZKID.

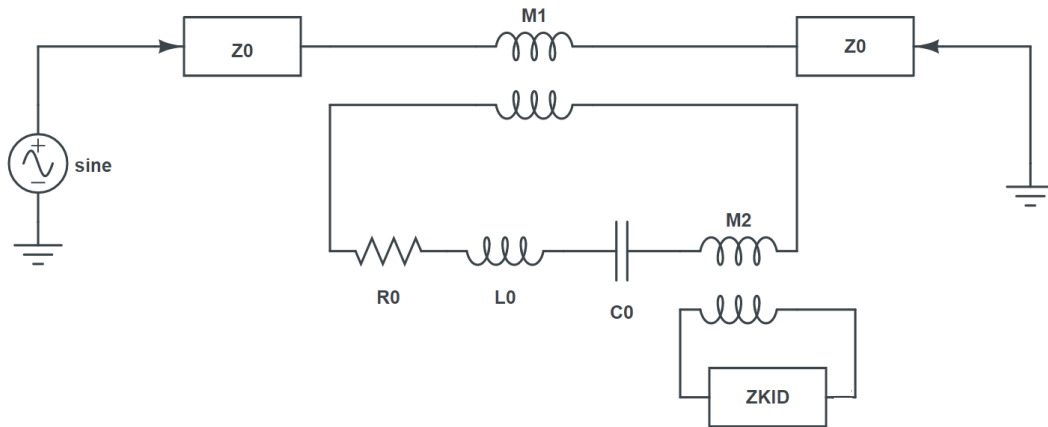


Figura 8. Esquema del doble acoplo entre el resonador y el KID a la línea de feedline

Una vez presentado el esquema, y conocida cual es la impedancia resultante del acoplo del KID (ZKIDT) si se aplica la metodología explicada en el apartado anterior, se puede hallar el circuito resultante en la Figura 9.

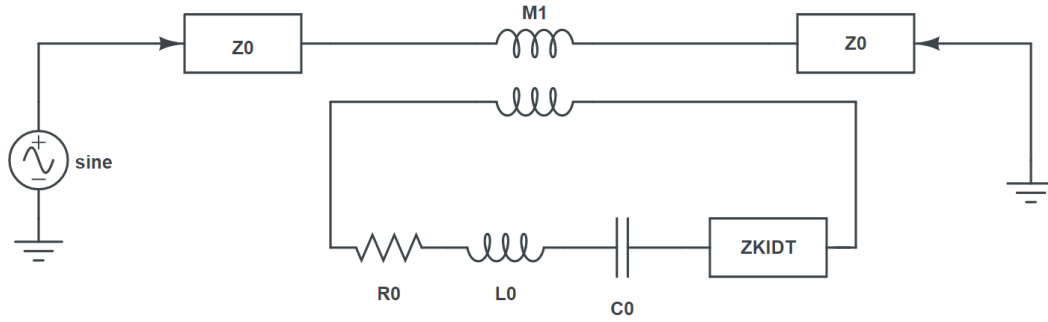


Figura 9. Esquema del circuito resultante conocida ZKIDT

Siendo $Z_{KIDT} = \frac{\omega^2 M_2^2}{Z_{KID}}$, colocado en serie con la impedancia del resonador de alta frecuencia (Z_{res}). De esta forma, es preciso poder hallar una impedancia efectiva resultante entre el resonador y el KID, dando lugar al mismo esquema simplificado que en el apartado anterior:

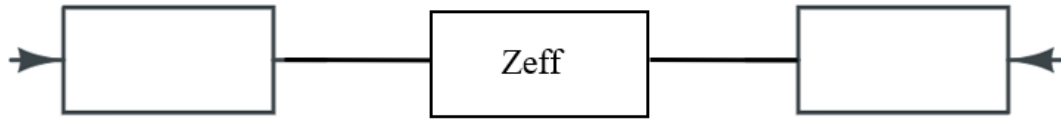


Figura 10. Esquema simplificado de la impedancia efectiva resultante Zeff

Siendo $Z_{eff} = \frac{\omega^2 M_1^2}{Z_{RES+KIDT}}$, la cual será desglosada y particularizada a continuación para un acoplo crítico, donde $k = 1$, a la frecuencia central de 90 GHz.

$$\begin{aligned}
Z_{eff} &= \frac{\omega^2 M_1^2}{Z_{RES+KIDT}} = \frac{\omega^2 M_1^2}{Z_{RES} + Z_{KIDT}} = \frac{\omega^2 M_1^2}{Z_{RES} + Z_{KIDT}} \\
&= \frac{\omega^2 M_1^2}{Z_{RES} + \frac{\omega^2 M_2^2}{Z_{KID}}}
\end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
@f_0 @90 \text{ GHz} \rightarrow Z_{RES} = R_0 \rightarrow Z_{eff} &= \frac{\omega^2 M_1^2}{R_0 + \frac{\omega^2 M_2^2}{Z_{KID}}} \\
&= \frac{\omega^2 M_1^2 Z_{KID}}{R_0 Z_{KID} + \omega^2 M_2^2}
\end{aligned} \quad (19)$$

$$Si Z_{KID} \cong R_{KID} \rightarrow Z_{eff} = R_{eff} = \frac{\omega^2 M_1^2 R_{KID}}{R_0 R_{KID} + \omega^2 M_2^2} \quad (20)$$

Llegados a este punto, tan sólo se debe aplicar la ecuación del acoplo mencionada en la sección 2.1. y adaptarla al acoplo crítico.

$$k = \frac{R_{eff}}{2Z_0} = 1 \rightarrow R_{eff} = 2Z_0 \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
R_{eff} &= \frac{\omega^2 M_1^2 R_{KID}}{R_0 R_{KID} + \omega^2 M_2^2} \rightarrow \text{suponiendo } R_0 \ll \rightarrow R_{eff} \\
&= \frac{\omega^2 M_1^2 R_{KID}}{R_0 R_{KID} + \omega^2 M_2^2}
\end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
R_{eff} &= \frac{\omega^2 M_1^2 R_{KID}}{\omega^2 M_2^2} \rightarrow \text{Suponiendo } M_1 = M_2 \rightarrow R_{eff} = R_{KID} \\
&= 2Z_0
\end{aligned} \quad (23)$$

Por tanto, si $Z_0 = 50 \Omega$, la impedancia del KID en alta frecuencia tendrá que aproximarse a 100Ω para conseguir acoplo crítico.

2.5. Materiales superconductores en el espectrómetro

A continuación, se describen en una tabla los materiales que han sido utilizados con sus respectivas temperaturas críticas [14]:

Tabla 2. Materiales superconductores utilizados en el espectrómetro

Material	Temperatura crítica (K)
Aluminio-Titanio (AlTi)	0,78
Niobio-Titanio (NbTi)	10

A partir de los datos mostrados en la Tabla 2, se puede calcular que el material superconductor de $AlTi$ será capaz de detectar radiación electromagnética para frecuencias mayores de 56 GHz, mientras que el material basado en $NbTi$ lo será para frecuencias mayores de 729 GHz.

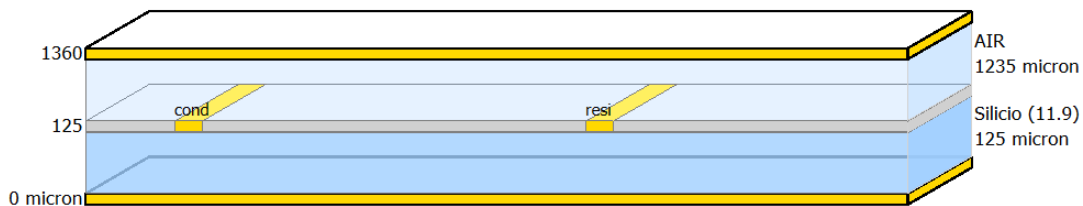
Por un lado, se desarrolla el resonador de alta frecuencia para el banco de filtros, la línea de feedline, la línea de readout y el condensador en $NbTi$, y por tanto, no absorberá la posible señal incidente en la banda W. Por otro, la parte inductora del KID se realiza con $AlTi$, dado que este material sí es capaz de absorber radiación en la banda W. A partir de este momento, es posible dar a conocer los substratos que se van a utilizar para el diseño del espectrómetro y su definición en Momentum para realizar simulaciones electromagnéticas. Todos ellos, están diseñado sobre Silicio con una permitividad dieléctrica de 11.9 y un grosor de 125 μm debido a que es el material más común en circuitos integrados.

Hay que tener en cuenta que para poder simular en alta frecuencia el resonador y el KID, es necesario generar una caja metálica. Se podrá visualizar en los substratos mostrados como una tapa a una altura de aproximadamente 1.36 mm.

En primer lugar, se van a presentar los substratos utilizados en alta frecuencia, sólo con el filtro (Figura 11 (a)) y con el filtro más el LEKID (Figura 11 (b)), y en segundo, aquellos para baja frecuencia (Figura 12).



(a)



(b)

Figura 11. (a) Substrato en alta frecuencia para el resonador. (b) Substrato en alta frecuencia incluyendo el resonador más el KID

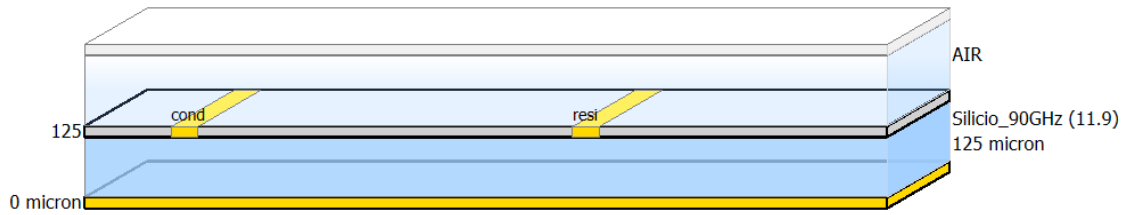


Figura 12. Substrato para el KID en baja frecuencia

Cabe destacar que para poder elegir los conductores $NbTi$ y $AlTi$, es necesario definirlos previamente con sus respectivas características. Lo mismo es necesario con el Silicio a la hora de elegir el dieléctrico debe de estar definido. Otro aspecto importante es que el $AlTi$, se comporta diferente en alta frecuencia que en baja por lo que hay que definirlo para ambos casos. En el caso de alta frecuencia se define como un metal con una conductividad $2.25E+7$ S/m (ó $R_s = 1,27$ Ohm/sq con 35 nm de grosor, Al_Ti_KID en Figura 13) y en baja frecuencia se define con un metal superconductor con una resistencia superficial de $5E-8$ Ohm/sq, $Al_Ti_KID_LF$ en Figura 13.

Material				
Material Name	Library	Parameter Type	Real	
Al_Ti_KID	Paper_Barry_lib	Conductivity	$2.25e+7$ Siemens/m	
$Al_Ti_KID_LF$	Paper_Barry_lib	Resistance	$5e-8$ Ohm/Sq	
Nb_Ti	Paper_Barry_lib	Conductivity	$15e+16$ Siemens/m	
Nb_Ti_90GHz	Paper_Barry_lib	Conductivity	$2e+14$ Siemens/m	
Silicio_90GHz	Paper_Barry_lib	11.9		$1.1e-6$

Figura 13. Materiales con sus respectivas características definidos en Momentum para poder desarrollar los substratos

Capítulo 3. Diseño en Alta Frecuencia

El diseño en alta frecuencia consiste en realizar 5 resonadores capaces de operar en banda W (75-110 GHz), más concretamente, en torno a los 90 GHz. Estos están formados por líneas microstrip en forma de L de longitud $\lambda/2$, de las cuales un trozo de línea $\lambda/8$ del resonador es acoplado a la *feedline* (Figura 14). Cada uno de ellos, presenta una frecuencia de resonancia distinta, y están separados entre sí unos 90 MHz, para que no existan perturbaciones [12]. El substrato que se ha escogido debido a sus características es de Silicio con una permitividad dieléctrica 11.9 y grosor 125 μm , y un conductor de *NbTi* con un espesor de 100 nm.

Resonador $\lambda/2$

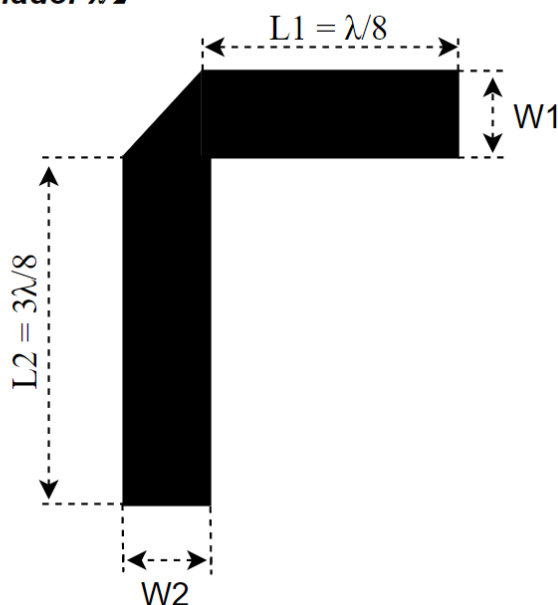


Figura 14. Esquema y dimensiones del resonador $\lambda/2$

En términos generales, su funcionamiento es el siguiente: se capta la señal en banda W mediante una antena, se introduce en la *feedline*, y en el caso, de que se haya obtenido una señal a una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del dispositivo, este comenzará a resonar, acoplando dicha señal al resonador correspondiente. Es por ello, que, a partir de este momento, se nombra en alguna ocasión al resonador diseñado como “filtro”.

Posteriormente, se pretende transmitir la señal captada en el resonador al inductor del KID mediante otro acoplo. Al igual que en el caso del resonador, para su diseño, el material del substrato es de Silicio, pero se diferencia en que ahora, el conductor del

inductor del KID es de $TiAl$ con un espesor de 35 nm. Este cambio en el conductor es producido para que se absorba la señal acoplada y pueda modificar su impedancia de superficie, como se ha explicado en el apartado 1.3 del capítulo 1.

A continuación, en la Figura 15 se muestra un esquema del filtro y el KID en alta frecuencia, actuando este último como una resistencia.

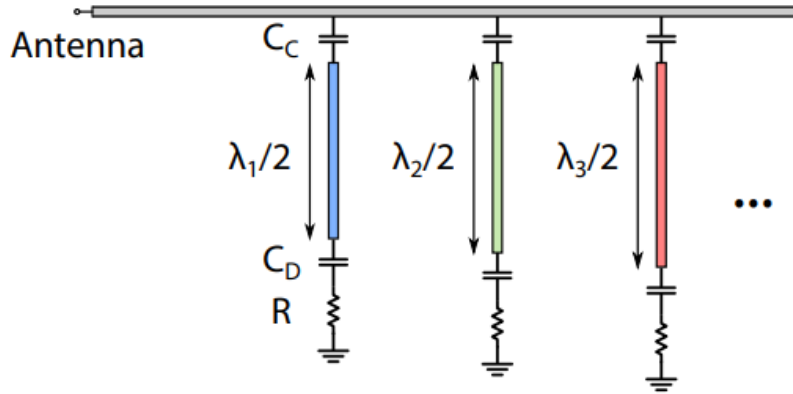


Figura 15. Esquema simplificado del espectrómetro en alta frecuencia

Para la realización de este diseño, es necesario conseguir un acoplo entre las líneas óptimo para conseguir los resultados esperados, dado que la señal esperada es muy débil. Por un lado, el acoplo entre las líneas $\lambda/8$ del resonador y la *feedline*, y por otro, entre el resonador y el inductor del KID. Ambos representados mediante dos condensadores C_C y C_D en la Figura 15.

3.1. Acoplo entre líneas $\lambda/8$

Este primer acoplo, es imprescindible para poder filtrar la señal recibida. La técnica utilizada es mediante el acoplo entre la línea $\lambda/8$ del resonador y la línea de *feedline*.

En una primer cálculo, se pretendía diseñar el resonador con un factor de calidad externo Q_L de 1400, pero debido a que la separación necesaria entre dos líneas de transmisión acopladas debería ser demasiado grande y el acoplo muy débil, sin llegar al factor Q_L requerido, se ha llegado a la conclusión que para seguir cumpliendo la resolución $\mathcal{R} = 700$, habría que bajar el *oversampling* del cálculo de la sección 2.1.o bien bajar la resolución a $\mathcal{R} = 500$ y mantener el *oversampling* a 2, presentando así, un factor de calidad externo $Q_L = 1000$. Es preciso destacar en este punto, que debido a que en este

apartado aún no tenemos elementos externos como el inductor del KID, pero para que exista máxima absorción en el filtro, se ha de cumplir que Q_{feed} sea igual a Q_{det} . Como consecuencia de ello, se obtiene que [11]:

$$\frac{1}{Q_{filt}} = \frac{1}{Q_{feed}} + \frac{1}{Q_{det}} \quad (24)$$

$$Q_{feed} = 2 * Q_{filt} = 2 * R \quad (25)$$

Para resolver el nuevo objetivo, nos hemos apoyado en la herramienta *LineCalc* que nos proporciona ADS, en la cual, se calculan diferentes parámetros como la separación, anchura o longitud de la línea $\lambda/8$ del modelo de esquemático de líneas *MACLIN*. El resultado (Figura 16) nos va a dar una idea de qué separación deben tener nuestras líneas, aunque habrá que ajustarlo debido a que el cálculo está realizado para dos líneas acopladas de la misma anchura, y en nuestro caso, la *feedline* es de $106.046 \mu\text{m}$ y el resonador de $72.614 \mu\text{m}$.

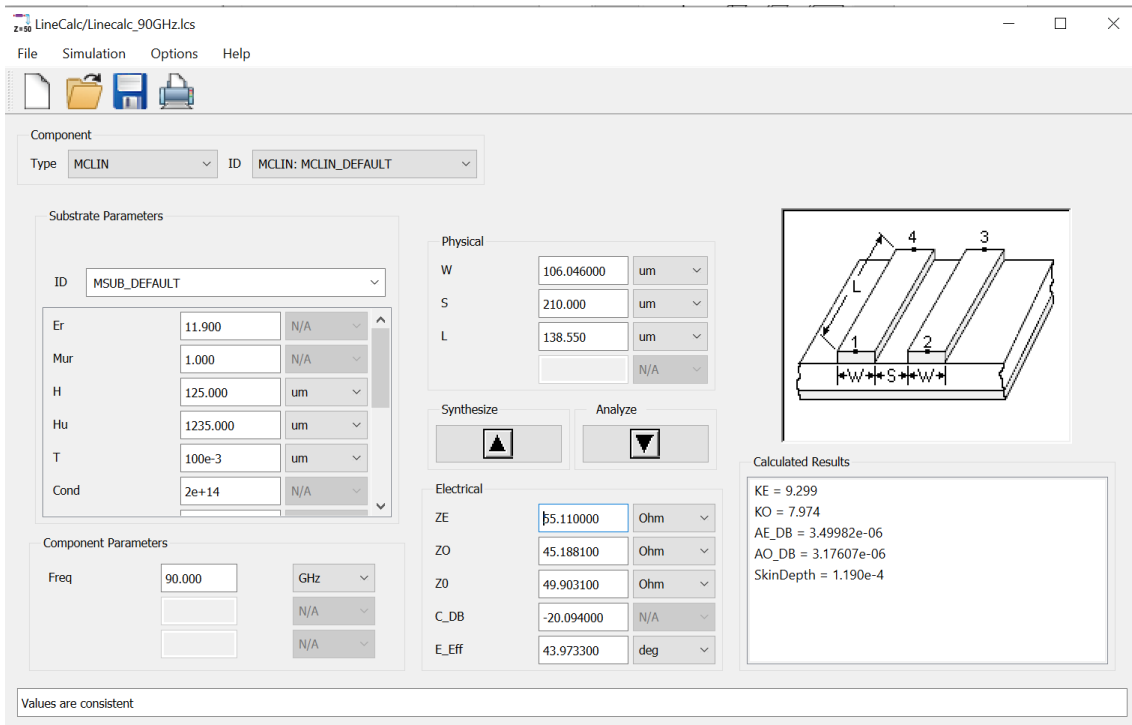


Figura 16. Cálculo con LineCalc del acoplo entre líneas $\lambda/8$

A través de la herramienta *Tune* implementada en el esquemático de ADS se consigue el objetivo del acoplo deseado para el factor de calidad externo de 1000 con una separación de 195 μm (Figura 18). Manteniendo la anchura y la longitud resultante, se calcula el acoplo aproximado en dB que presenta el *LineCalc* para el mismo modelo.

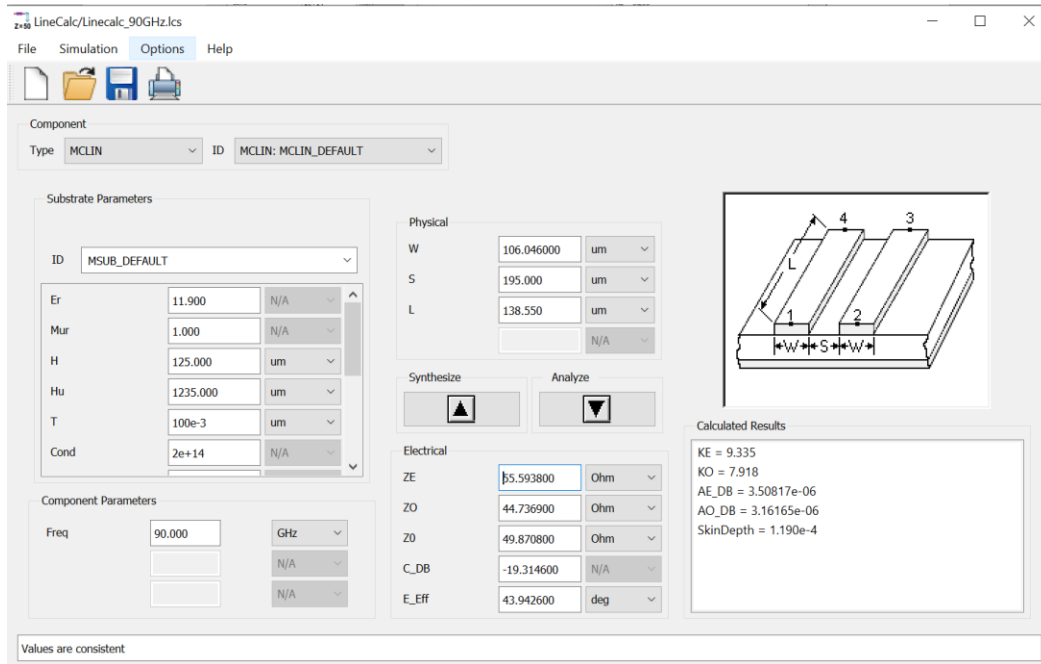


Figura 17. Cálculo del acoplo aproximado en dB producido por las líneas acopladas

Se puede observar en la Figura 17 cómo para la separación obtenida, el acoplo es de -19.31 dB, la longitud eléctrica efectiva próxima a 45° , es decir, $\lambda/8$ y la impedancia característica de las líneas alrededor de los 50 Ω . Es por ello, que, a partir de este momento, estos datos pasan a ser la base de nuestro resonador para lograr conseguir el objetivo de un Q_L igual a 1000.

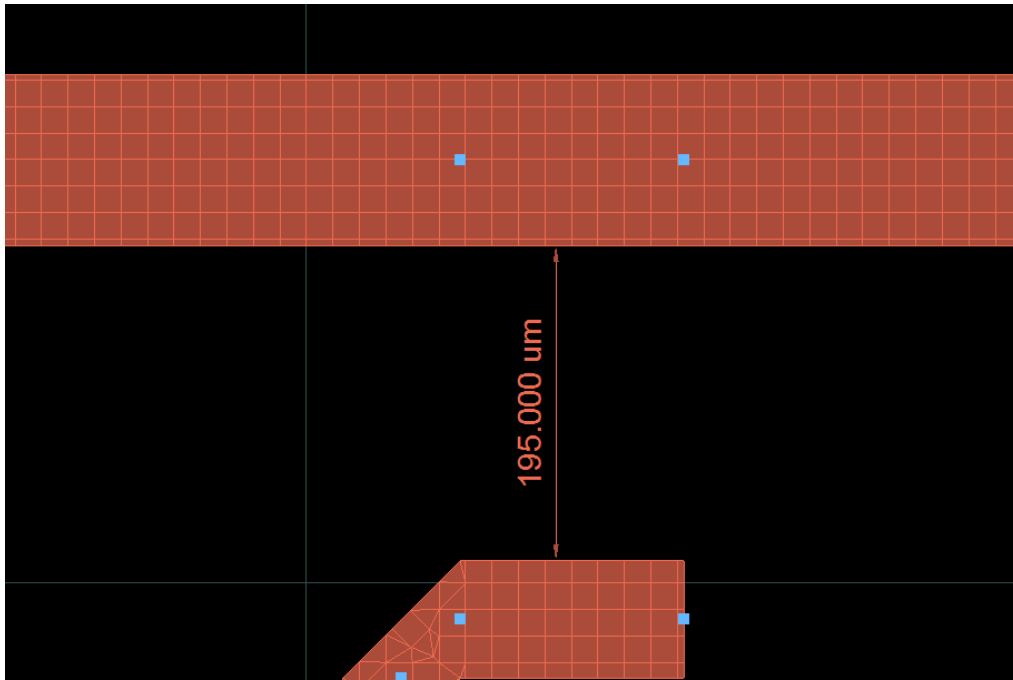


Figura 18. Separación entre líneas acopladas

3.2. Diseño del resonador

Una vez conocido el acoplo necesario en el apartado 3.1, es posible diseñar los cinco resonadores de alta frecuencia para que cumplan con los requisitos mencionados. Por esta razón, es necesario definir la metodología de diseño que se ha llevado a cabo.

Teniendo en cuenta que cada resonador presenta una longitud total $\lambda/2$ e impedancia próxima a 50Ω , y que la zona acoplada a la línea de feedline es $\lambda/8$, nos queda que el otro tramo de la línea de transmisión de nuestro filtro debe presentar una longitud de $3\lambda/8$. Puesto que nuestra frecuencia de resonancia del diseño está en torno a 90 GHz, se va a hacer uso del *LineCalc* para hallar el valor inicial de anchura y longitud física necesaria para estar entorno a los datos citados. Sin embargo, como en un inicio se ha seguido [11], y el diseño que se presenta es en “U”, el cálculo que se ha realizado es en base a una línea $3\lambda/16$, en vez de $3\lambda/8$, tal y como se ve en la siguiente figura.

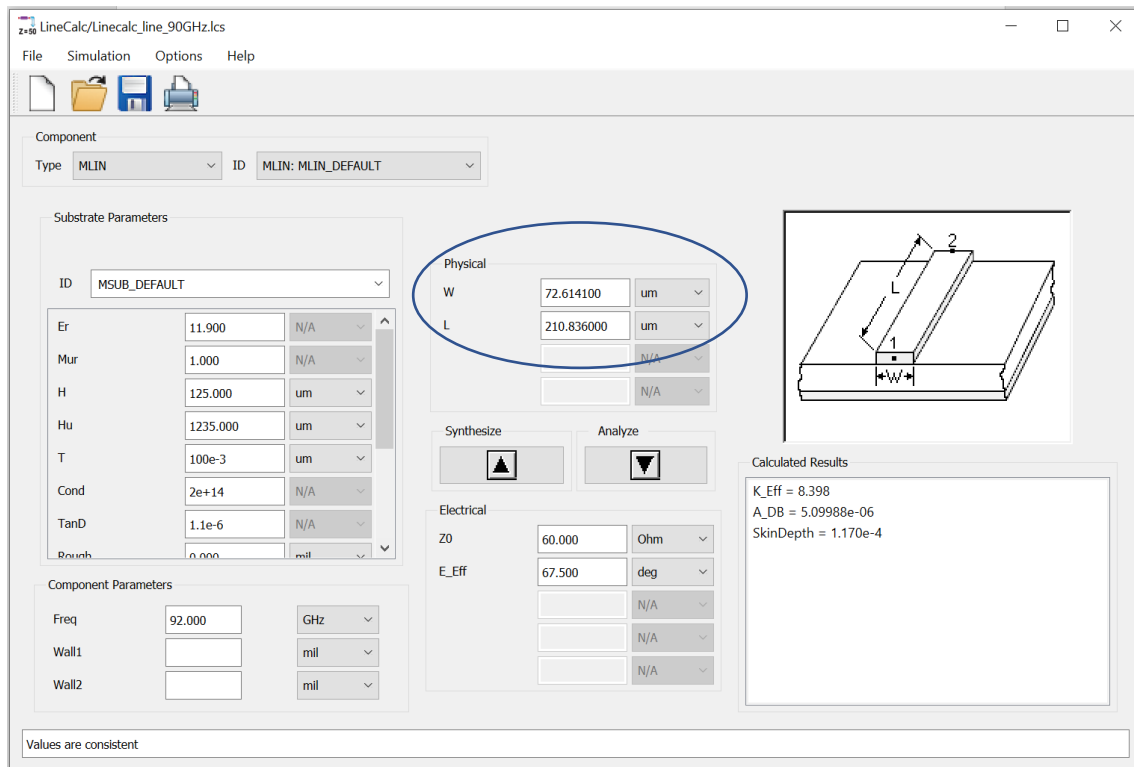


Figura 20. LineCalc para el cálculo de anchuras y longitud física de una línea $3\lambda/16$

Es necesario matizar que el cambio de forma de “U” a “L” del resonador está sujeto a la pequeña diferencia de separación que había entre un filtro y el otro para las anchuras calculadas, provocando así, un acoplo indeseado entre ambas. De manera que la solución que se ha llevado a cabo es la de modificar el diseño a un resonador con forma de “L”, por lo que, el cálculo de longitud física hallado del *LineCalc* en Figura 20 hay que multiplicarlo por dos. Debido a las variaciones que existen entre el cálculo generado del *LineCalc* y los resultados en *Momentum* es necesario ajustar las líneas de transmisión para conseguir el mismo comportamiento.

Una vez conocida la base de los resonadores, se pueden ajustar las frecuencias de resonancia de los cinco con sus respectivos factores de calidad.

Tabla 3. Datos base de un resonador a 90 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046
Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	210.83
Separación entre líneas	195

Debido a las pérdidas de radiación que presentan los resonadores en el simulador electromagnético de ADS *Momentum*, se debe añadir una caja con paredes metálicas que encierre todo el diseño. Esta caja es crítica en nuestras simulaciones y es nuestra principal limitación en el entorno escogido de simulación, ya que, hoy en día, no existe una regla de diseño clara en el software de ADS para dimensionarla adecuadamente y que no modifique de manera artificial al valor de la frecuencia de resonancia.

Sin embargo, la altura de esta caja debe ser relativamente grande respecto al tamaño del sustrato para que no se produzca un efecto capacitivo entre el material conductor y la caja. Y de esta manera, no cambie la frecuencia de resonancia deseada. Como resultado, se estima una altura de la caja de 1.36 mm.

3.2.1. Resonador a 90.28 GHz

En primer lugar, se diseña el resonador con mayor frecuencia de resonancia, a 90.28 GHz. Para ello, habrá que ajustar la longitud L2, reduciéndola hasta 209.01 μm , ya que el resonador base resuena a una frecuencia inferior.

Llegados a este punto se puede presentar el diseño que se ha llevado a cabo para la realización del resonador en el esquema de ADS (Figura 21). En primer lugar, se encuentra la línea de feedline formada por dos líneas de transmisión microstrip y conectado entre ellas el elemento *MACLIN* que nos permite considerar un modelo de líneas acopladas. En segundo lugar, se puede observar la parte del resonador, constituido por el modelo de líneas *MACLIN* y un codo *MBEND* con un ángulo de 90° que une el elemento anterior con una línea microstrip *MLEF* acabada con un efecto capacitivo de fin de línea. Además, a la derecha del modelo se ha conectado una línea *MLEF* sin longitud, para considerar el efecto fin de línea al otro extremo del resonador y de cara a generar el *layout* correctamente.

Dicho lo anterior, se van a recoger en una tabla las variables que va a tener el primer resonador para clarificar este apartado.

Tabla 4. Parámetros del resonador a 90.28 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046
Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	209.01
Separación entre líneas	195

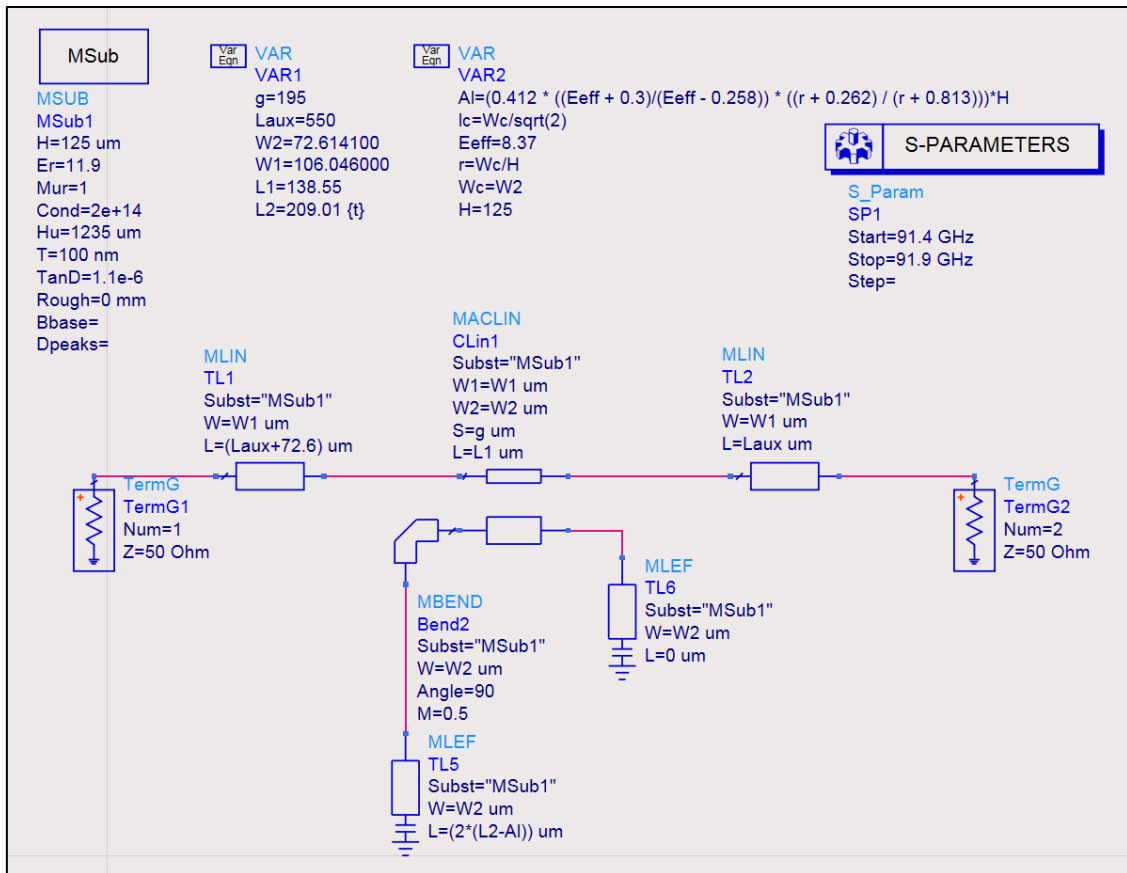


Figura 21. Resonador a 90.28 GHz en esquema de ADS

Cabe destacar que en la Figura 21 se observa la variable “Al”, siendo esta un ajuste necesario para poder considerar el efecto fin de línea que se produce cuando una línea microstrip acaba en circuito abierto [15].

A continuación, se genera un *layout* del esquema mostrado para poder simularlo en *Momentum* tal y como se puede observar en Figura 22. Además, es necesario añadir el resonador en la caja metálica mencionada anteriormente para evitar las pérdidas por radiación. Es importante remarcar que esta caja es crítica en el comportamiento del dispositivo, y al no haber ninguna referencia específica en el entorno de ADS, se ha llevado a cabo un estudio exhaustivo para conseguir un tamaño que afecte lo menos posible al comportamiento del resonador.

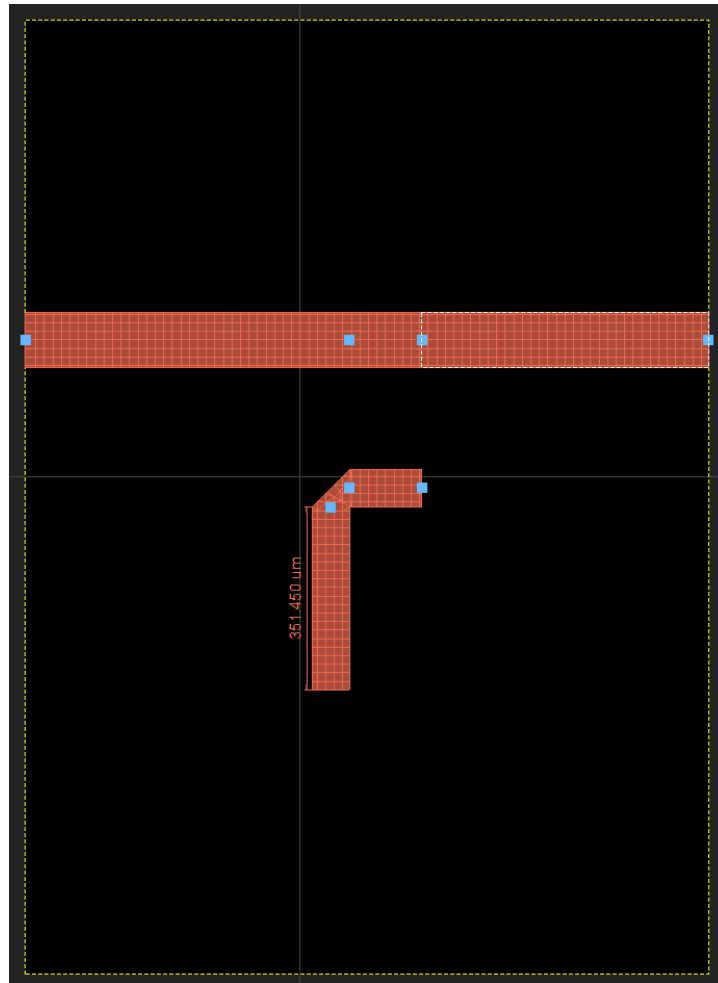


Figura 22. Layout del resonador a 90.28 GHz

En la Figura 22 se muestra la longitud de la línea microstrip del resonador, 351.450 μm , que, junto con la longitud del codo, 51.346 μm , hacen un total de 402.796 μm . Una vez obtenido el layout se realiza una simulación electromagnética para obtener los parámetros de Scattering a través del simulador de *Momentum*. Los resultados que se obtienen se muestran en la siguiente Figura 23 y en la Tabla 5:

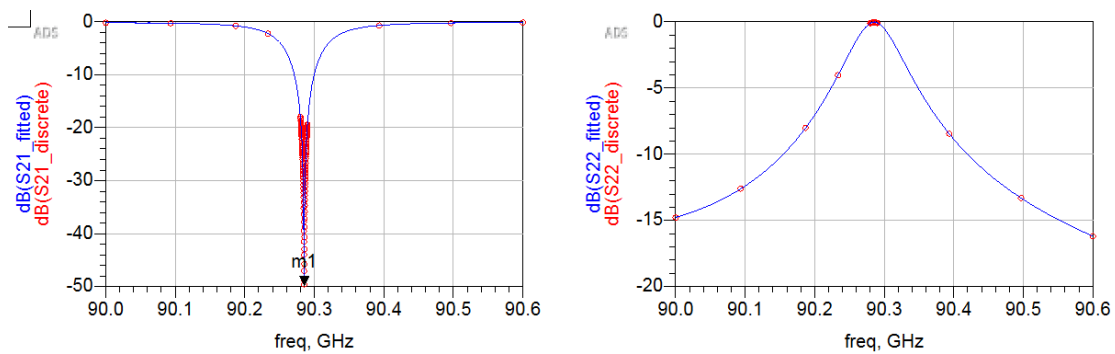


Figura 23. Resultados del resonador a 90.28 GHz

Tabla 5. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.28 GHz

Factores de calidad			
S21_L_2_dB	S21_U_2_dB	Q_L	Q_U
-3.010E0	-4.675E1	1.051E3	3.283E5

Frecuencias			
f1	f2	f1u	f2u
9.0243E10	9.0329E10	9.0285E10	9.0286E10

Como se puede observar, la frecuencia de resonancia obtenida es de 90.28 GHz, con un factor de calidad cargado (Q_L) de aproximadamente 1000, por lo que se cumplen los objetivos marcados anteriormente. Por otro lado, se recogen el módulo al cuadrado del parámetro de Scattering S_{21} ($|S_{21}|^2$) cuando está cargado (S21_L_2_dB) y cuando no (S21_U_2_dB), así como las frecuencias asociadas a estos, de cara a caracterizar el resonador tal y como se observa en la Figura 6.

3.2.2. Diseño de los Resonadores restantes

De la misma manera que para el anterior resonador, se deben ajustar las longitudes L2 para conseguir que cada uno resuene a su frecuencia correspondiente, cumpliendo con el objetivo de presentar un factor de calidad cargado igual a 1000. Para satisfacer que resuene a una frecuencia inferior al anterior diseño, es necesario aumentar las longitudes de nuestros nuevos resonadores, ya que existe una relación inversamente proporcional entre la frecuencia de resonancia y la longitud L2. En las siguientes tablas se van a recoger los valores que se han tomado para conseguir los objetivos marcados.

Tabla 6. Datos del resonador a 90.19 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046
Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	209.35
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	403.477
Separación entre líneas (g)	195

Tabla 7. Datos del resonador a 90.10 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046

Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	209.68
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	404.136
Separación entre líneas (g)	195

Tabla 8. Datos del resonador a 90.01 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046
Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	210.01
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	404.797
Separación entre líneas (g)	195

Tabla 9. Datos del resonador a 89.92 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Anchura feedline (W1)	106.046
Anchura resonador (W2)	72.614
Longitud $\lambda/8$ (L1)	138.55
Longitud $3\lambda/16$ (L2)	210.34
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	405.457
Separación entre líneas (g)	195

Como se puede observar en las tablas, la principal diferencia entre los resonadores es la longitud L2, la cual, va aumentando a medida que bajamos en frecuencia, el resto de los parámetros y elementos de los circuitos se mantienen igual. Por lo tanto, al igual que para el primer resonador de la sección 3.3.1, se genera un *layout* a través del esquemático de ADS para simularlo en *Momentum* con su respectiva caja metálica.

Una vez conocidas todas las dimensiones de los resonadores, se muestran los resultados obtenidos tras la simulación en *Momentum*. en la Figura 24, Figura 25, Figura 26, Figura 27 correspondientes a cada resonador con sus respectivas tablas, Tabla 10, Tabla 11, Tabla 12, Tabla 13.

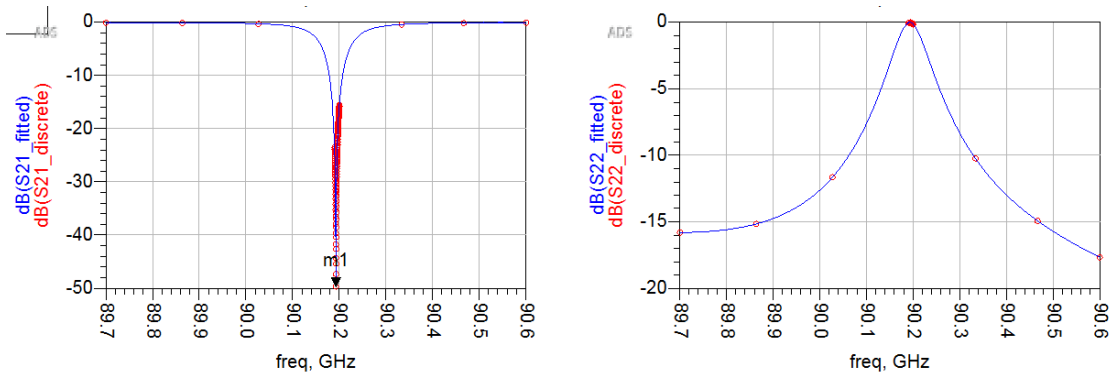


Figura 24. Resultados del resonador a 90.19 GHz

Tabla 10. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.19 GHz

Factores de calidad			
S21_L_2_dB	S21_U_2_dB	Q_L	Q_U
-3.010E0	-4.672E1	1.021E3	3.280E5

Frecuencias			
f1	f2	f1u	f2u
9.0149E10	9.0237E10	9.0193E10	9.0193E10

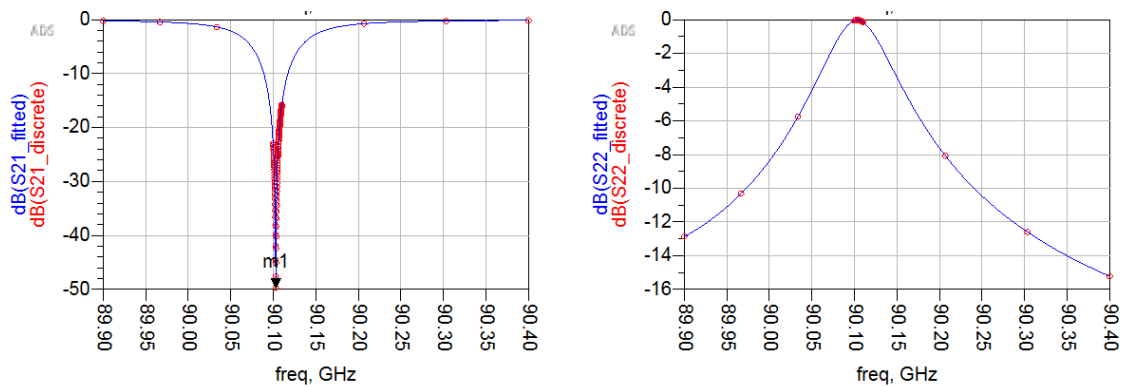


Figura 25. Resultados del resonador a 90.10 GHz

Tabla 11. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.10 GHz

Factores de calidad			
S21_L_2_dB	S21_U_2_dB	Q_L	Q_U
-3.010E0	-4.669E1	1.050E3	3.276E5

Frecuencias			
f1	f2	f1u	f2u
9.0060E10	9.0146E10	9.0103E10	9.0103E10

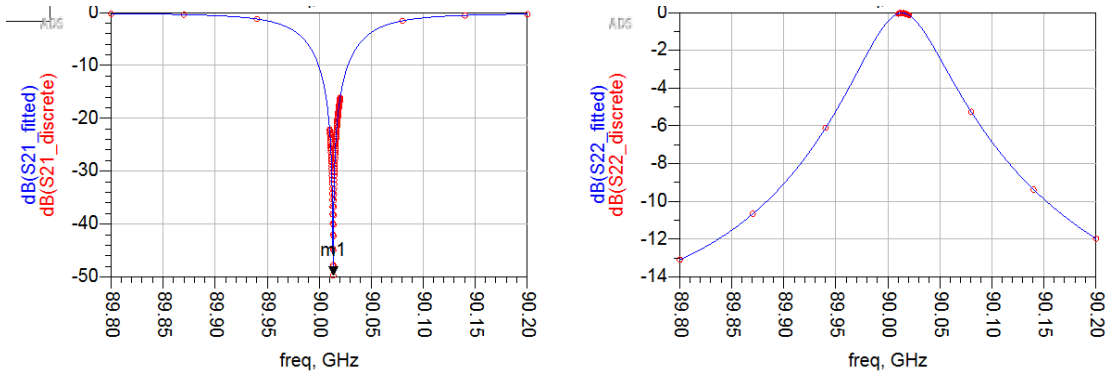


Figura 26. Resultados del resonador a 90.01 GHz

Tabla 12. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 90.01 GHz

Factores de calidad			
S21_L_2_dB	S21_U_2_dB	Q_L	Q_U
-3.010E0	-4.668E1	1.059E3	3.273E5

Frecuencias			
f1	f2	f1u	f2u
8.9971E10	9.0056E10	9.0013E10	9.0013E10

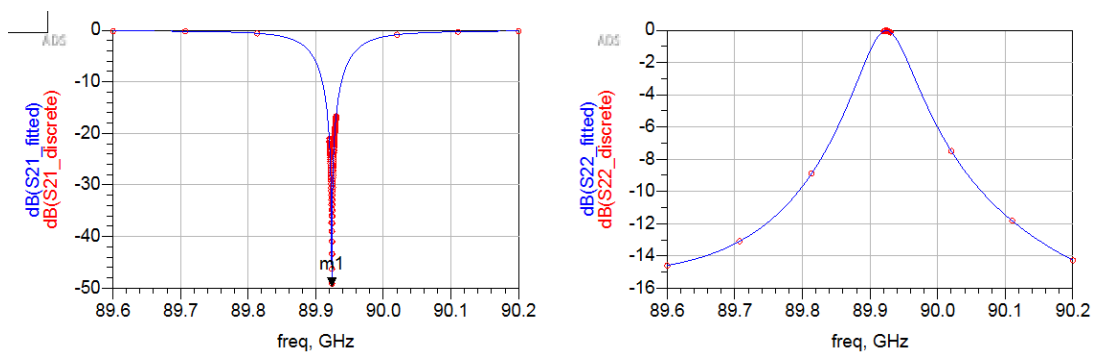


Figura 27. Resultados del resonador a 89.92 GHz

Tabla 13. Resultados de los factores de calidad y frecuencias obtenidas a 89.92 GHz

Factores de calidad			
S21_L_2_dB	S21_U_2_dB	Q_L	Q_U
-3.010E0	-4.666E1	1.080E3	3.270E5

Frecuencias			
f1	f2	f1u	f2u
8.9883E10	8.9967E10	8.9924E10	8.9924E10

Como conclusión de los resultados obtenidos, los cuatro resonadores diseñados presentan una frecuencia de resonancia acorde a los cálculos mostrados en la sección 2.1.. A su vez, todos mantienen un factor de calidad entorno a los 1000, por lo que, al igual que para el primer resonador, se cumplen los objetivos marcados.

En resumen, en los cinco resonadores diseñados se cumplen los objetivos marcados tanto en frecuencia de resonancia como en factor de calidad.

3.3. Diseño de los 5 resonadores

De cara a dar una primera visión de cómo se van a colocar los cinco resonadores acoplados a misma la línea de transmisión *feedline*, se ha realizado un layout con todos ellos, siendo la separación entre cada uno de ellos $\lambda/4$. Sin embargo, debido a las limitaciones que presenta el simulador de Momentum no se ha podido realizar una simulación in situ de los cinco a la vez, sino que se han unido mediante cajas de parámetros S todos los resultados obtenidos de manera individual. Esta limitación viene dada porque al ser cinco resonadores separados entre sí la longitud de $\lambda/4$, se llega a una caja de dimensiones muy grandes, lo que provoca resonancias de la cavidad que falsean los resultados obtenidos.

El resultado final de estos resonadores, véase Figura 29, es semejante al de publicaciones tales como [11], por lo que nos permite dar una idea de que los resultados que se han logrado parecen correctos y próximos a los estudios realizados.

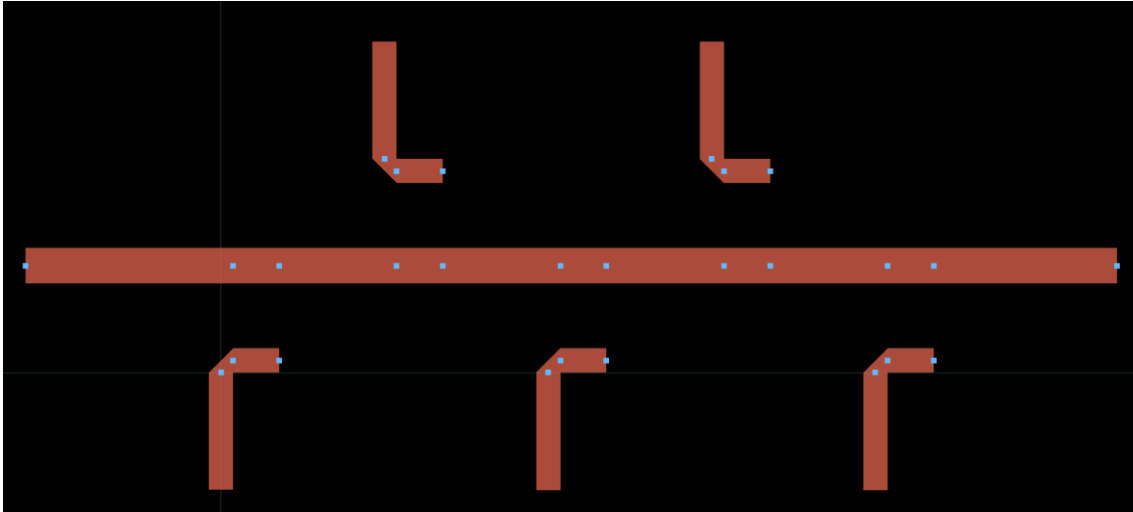


Figura 28. Diseño de los 5 resonadores en la línea de feedline

Simulación de los 5 resonadores en Momentum a las diferentes frecuencias de resonancia

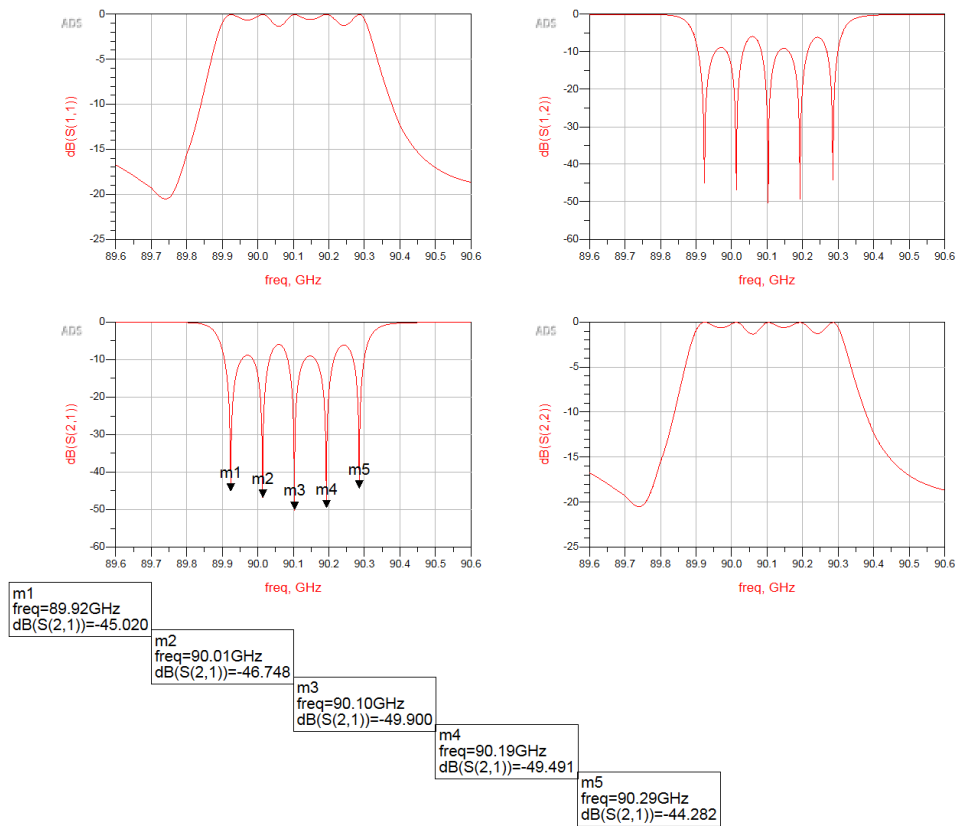


Figura 29. Resultados de los cinco resonadores

Como se puede ver en el parámetro S_{11} , los cinco resonadores juntos actúan de igual forma que un filtro paso banda. Por otra parte, si nos fijamos en el parámetro S_{21} , los mínimos se muestran a las frecuencias de resonancia definidas en los anteriores apartados.

3.4. Diseño del resonador y el inductor del KID

El siguiente punto trata de incluir la parte resistiva del KID en alta frecuencia al resonador diseñado. Para ello, es necesario definir un meandro que sea capaz de absorber la señal que va a ser acoplada del resonador, siempre y cuando se mantengan los requisitos de factores de calidad requeridos. En este caso, se pretende que haya máxima transferencia de señal, y para eso es importante obtener un acoplo crítico, es decir, que la variable “k” sea próxima a 1, y, por consiguiente, el punto mínimo del parámetro S_{21} en dB sea de -6 dB. Todo ello, resonando a la misma frecuencia que los anteriores diseños y con un factor de calidad igual a la resolución, es decir, de 500, cumpliendo así las siguientes ecuaciones. Por estas razones, es necesario conocer la separación entre resonador y KID para conseguir el acoplo deseado, tal y como se verá en la siguiente subsección 3.5.1.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_{feed}} + \frac{1}{Q_{det}} \quad (26)$$

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{2}{Q_{det}} \quad (27)$$

$$Q_T = \frac{Q_{det}}{2} = \mathcal{R} \quad (28)$$

Las características que va a presentar la parte resistiva del KID diseñada en $AlTi$, vienen recogidas en la Tabla 9, siendo R_s la resistividad superficial en alta frecuencia, t el grosor del metal y W la anchura de la línea de transmisión. La idea es que el meandro en 90 GHz va a comportarse como una resistencia igual a dos veces Z_0 , es decir, de 100Ω , como se ha visto en el apartado 2.4.

Tabla 14. Parámetros característicos del KID en alta frecuencia

Parámetro	Valor
R_s	$1.27 \Omega/\square$
t	35 nm
W	3 μm

Conocidos los parámetros, se genera un meandro basándonos en la configuración adoptada en [11] de cara a acoplar el KID al resonador de alta frecuencia y que se produzcan las menores pérdidas posibles, ya que el nivel de acoplo va a ser muy débil. Otro aspecto para tener en cuenta en el diseño es dotarlo de un ancho adecuado en el cual

se tiene un área totalmente efectiva en cuanto a la modificación de corrientes producida por la señal acoplada. Es por esto por lo que se ha diseñado con un ancho próximo a $\lambda/2$ en 90 GHz, a unos 286 μm en longitud física.

A continuación, se muestra el meandro generado con las características de la Tabla 9, y el resultado de la simulación en *Momentum* para conocer la impedancia que presenta a 90 GHz.

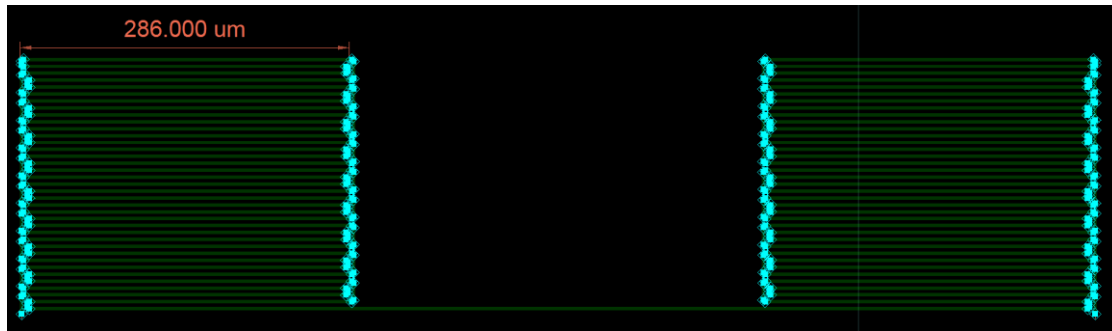


Figura 30. Meandro del KID - Parte resistiva en alta frecuencia

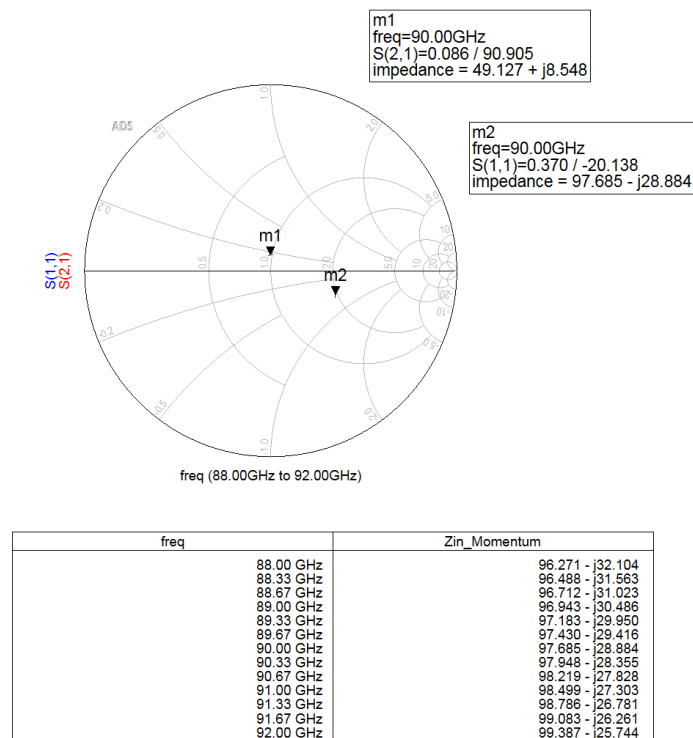


Figura 31. Resultados de la simulación del meandro en 90 GHz

Como se puede observar, entorno a los 90 GHz, la impedancia de entrada que se presenta es de aproximadamente 100 Ω , por lo que estamos ante un diseño que cumple con los cálculos teóricos desarrollados.

A continuación, del mismo modo que en el capítulo anterior, se van a presentar los diferentes resonadores junto a su inductor y con sus resultados correspondientes.

3.4.1 Acoplo entre el resonador y el inductor del KID

En segundo lugar, se ha de acoplar la señal que ha sido captada por el resonador al inductor del KID, para que posteriormente, a través de un condensador interdigital y una línea de *readout* operando en baja frecuencia, se pueda realizar una lectura y un estudio sobre la información recogida.

Ahora bien, a diferencia del acoplo anterior, el resultado que se espera es un factor de calidad Q_L igual al de la resolución \mathcal{R} , es decir, de 500. Además, se debe cumplir el requisito de acoplo crítico ($k = 1$), el cual, sucede cuando el parámetro S_{21} es aproximadamente -6 dB, siendo $k = \frac{1}{S_{21min}} - 1$.

Para conseguirlo, es necesario separar al inductor 140 μm por todos los lados próximos al resonador (Figura 19). La base para calcular esta distancia parte del anterior resultado de acoplo, en el que se tenían 195 μm . A partir de esta distancia, se ha simulado en Momentum, ajustando la distancia, hasta conseguir el acoplo deseado.

En los siguientes apartados de este capítulo se describen los diseños de cada resonador de alta frecuencia y del inductor KID.

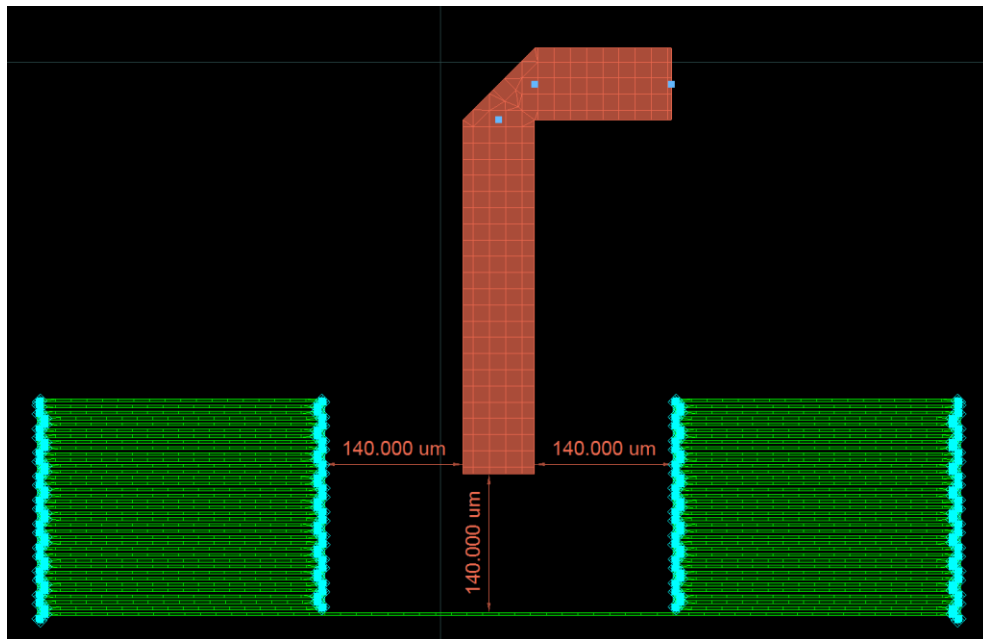


Figura 19. Separación entre el resonador y el KID

3.4.2. Resonador e inductor del KID a 90.28 GHz

Llegados a este punto, y en base a lo comentado anteriormente, se unen todas las piezas para formar cada resonador junto con el inductor del KID para que resuenen a su frecuencia correspondiente. Un aspecto importante para remarcar es que, al igual que antes, se debe añadir una caja metálica que envuelva el componente para evitar las pérdidas por radiación para su simulación en *Momentum*. De la misma manera, resulta crítica, por lo que se ha llevado a cabo con la intención de buscar una caja que ofrezca sus mejores prestaciones en cuanto a la simulación.

Por otra parte, y en comparación con la sección 3.3.1., al añadir mediante acoplo la parte resistiva del KID, se produce un desplazamiento positivo en la frecuencia, es decir, se aumenta alrededor de un 1 GHz debido al nuevo elemento. Por este motivo, es necesario ajustar nuestra longitud L_2 del resonador, aumentando así su tamaño para conseguir volver a las frecuencias deseadas. En este caso, más concretamente, se ha pasado de tener una longitud de 351.450 μm a 358.330 μm , aproximadamente 7 μm más, por lo que el total pasa a ser de 409.676 μm .

Dicho lo cual, se va a mostrar el layout que ha sido generado a través de esquema y su correspondiente simulación en *Momentum*. La diferencia de colores que se puede apreciar en la Figura 32 es debido a que están diseñados con dos metales con características diferentes descritos en la sección 2.5. Por un lado, está la parte del resonador con grosor de 100 nm en NbTi y por otro, la parte del KID con un grosor de 35nm en AlTi.

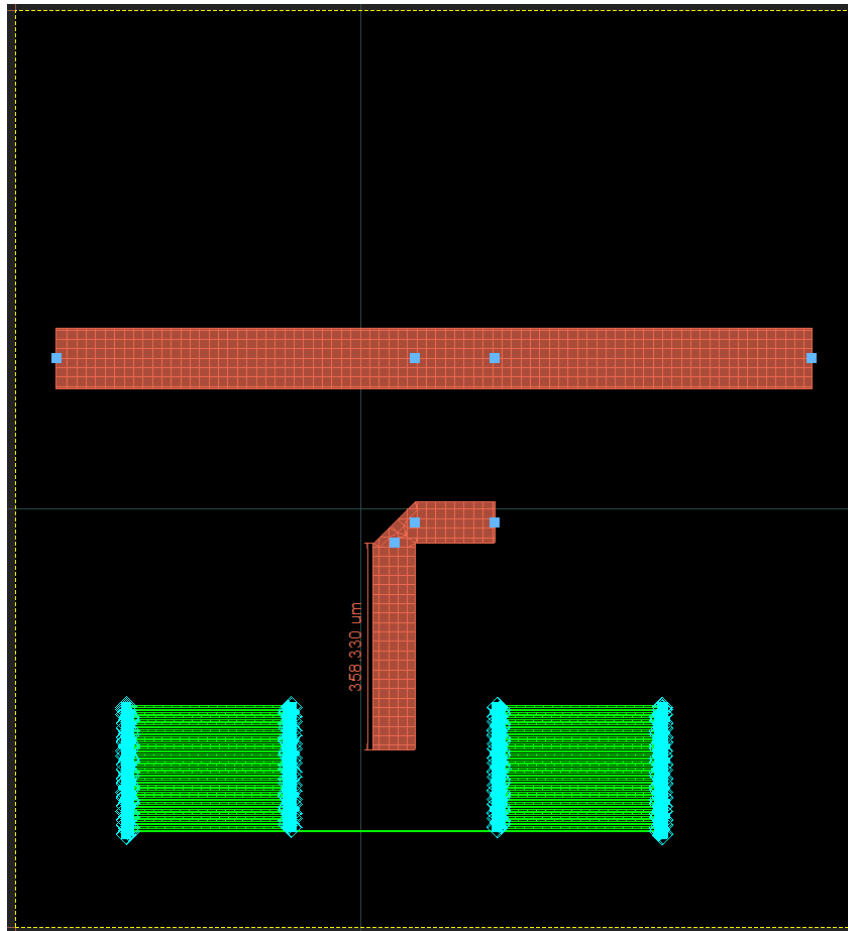


Figura 32. Resonador y parte inductiva del KID a 90.28 GHz

Los resultados obtenidos en la simulación de *Momentum* (Figura 33 y Tabla 15) nos muestran como el componente diseñado resuena a la frecuencia de resonancia 90.28 GHz y cumple tanto con el factor de calidad marcado (Q_L), 500, como con el acoplo crítico siendo “k” igual a 1, o lo que es lo mismo, el $S(2,1)$ igual a -6 dB (F_0).

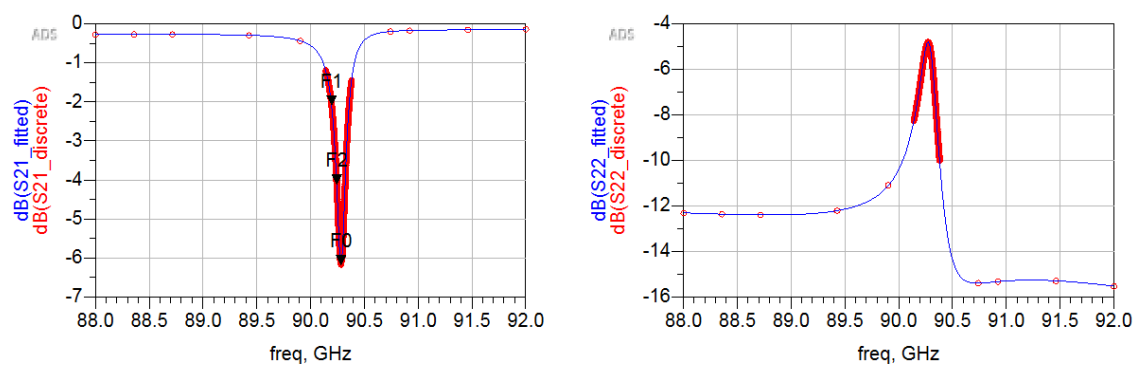


Figura 33. Resultados de la simulación del resonador más la parte resistiva del KID a 90.28 GHz

Tabla 15. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.28 GHz

Resultados			
freq	F0	f0	k
90.28 GHz	-6.170	9.028E10	1.035

Factores de calidad					
freq	Q_L	freq	Q_U	S21_L_2_dB	S21_U_2_dB
9.019E10Hz	5.498E2	9.024E10Hz	1.152E3	-2.071E0	-4.099E0

3.4.3. Resonador e inductor del KID a las frecuencias restantes

De igual forma, se compara la diferencia en longitud que existe al añadir la parte del KID al resto de resonadores, y es que, para mantener la misma frecuencia de resonancia, se deben añadir aproximadamente 7 μm de longitud física a la parte $3\lambda/8$ del resonador. Es por ello, que se van a recoger en una tabla las nuevas longitudes L2 para cada resonador y la separación entre los resonadores y los KIDs.

Tabla 16. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.19 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Longitud $3\lambda/8$ (L2)	358.990
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	410.336
Separación entre Resonador y KID	140

Tabla 17. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.10 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Longitud $3\lambda/8$ (L2)	359.550
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	410.896
Separación entre Resonador y KID	140

Tabla 18. Parámetros del resonador junto con el KID a 90.01 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Longitud $3\lambda/8$ (L2)	360.190
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	411.536
Separación entre Resonador y KID	140

Tabla 19. Parámetros del resonador junto con el KID a 89.92 GHz

Parámetro	Valor (μm)
Longitud $3\lambda/8$ (L2)	360.810
Longitud L2 con ajuste ($3\lambda/8 + \text{codo}$)	412.156
Separación entre Resonador y KID	140

Cómo se puede observar, el acoplo del KID al resonador introduce un aumento en la frecuencia, por lo que, para volver a la misma frecuencia de resonancia, se ha de aumentar la longitud L2, ya que son inversamente proporcionales. Una vez conocidos los parámetros de todos los resonadores, se realiza el autolayout y la caja metálica para poder simularlo en *Momentum*.

A continuación, se detallan los resultados y las tablas obtenidas tras la simulación de cada uno de los resonadores acoplados a cada KID correspondiente.

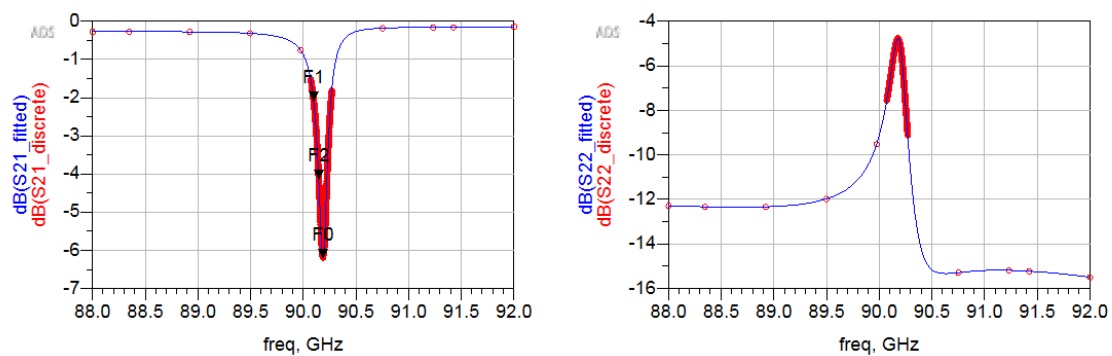


Figura 34. Resultados del resonador junto con la parte resistiva del KID operando a 90.19 GHz

Tabla 20. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.19 GHz

Resultados			
freq	F0	f0	k
90.19 GHz	-6.194	9.019E10	1.040

Factores de calidad					
freq	Q_L	freq	Q_U	S21_L_2_dB	S21_U_2_dB
9.010E10Hz	5.486E2	9.015E10Hz	1.152E3	-2.075E0	-4.119E0

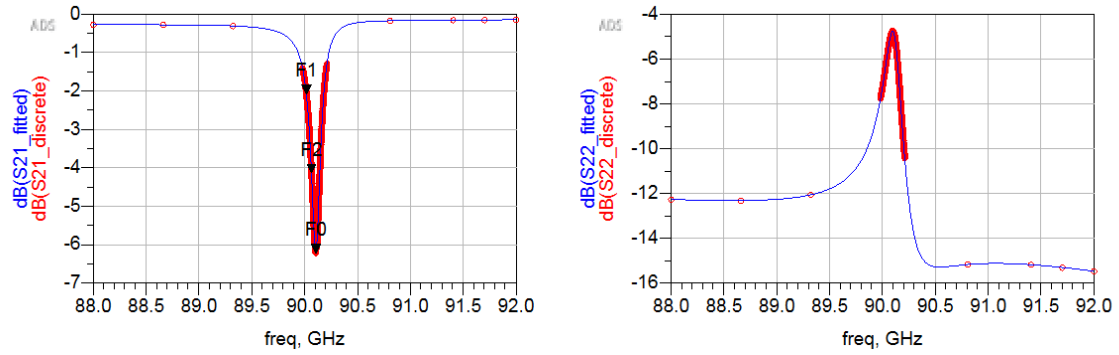


Figura 35. Resultados de la simulación del resonador junto con el KID en alta frecuencia

Tabla 21. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo "k" a 90.10 GHz

Resultados			
freq	F0	f0	k
90.11 GHz	-6.215	9.011E10	1.045

Factores de calidad					
freq	Q_L	freq	Q_U	S21_L_2_dB	S21_U_2_dB
9.002E10Hz	5.484E2	9.006E10Hz	1.154E3	-2.079E0	-4.136E0

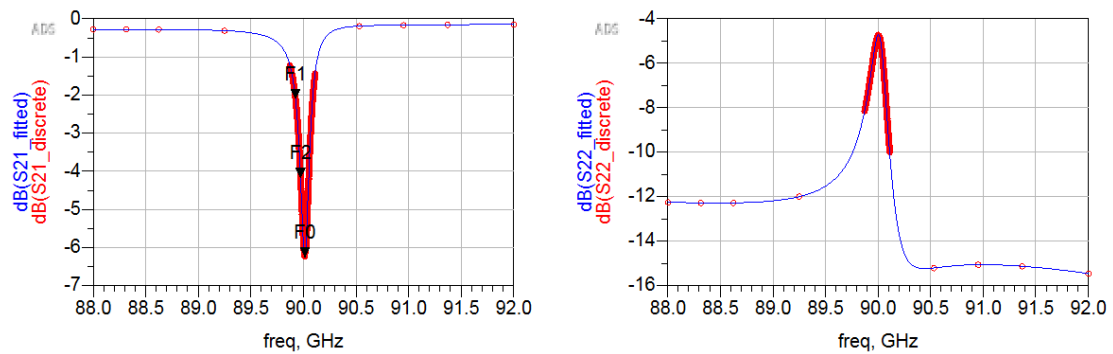


Figura 36. Resultados de la simulación del cuarto resonador junto al meandro del KID

Tabla 22. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 90.01 GHz

Resultados			
freq	F0	f0	k
90.01 GHz	-6.239	9.001E10	1.051

Factores de calidad					
freq	Q_L	freq	Q_U	S21_L_2_dB	S21_U_2_dB
8.992E10Hz	5.482E2	8.997E10Hz	1.157E3	-2.084E0	-4.155E0

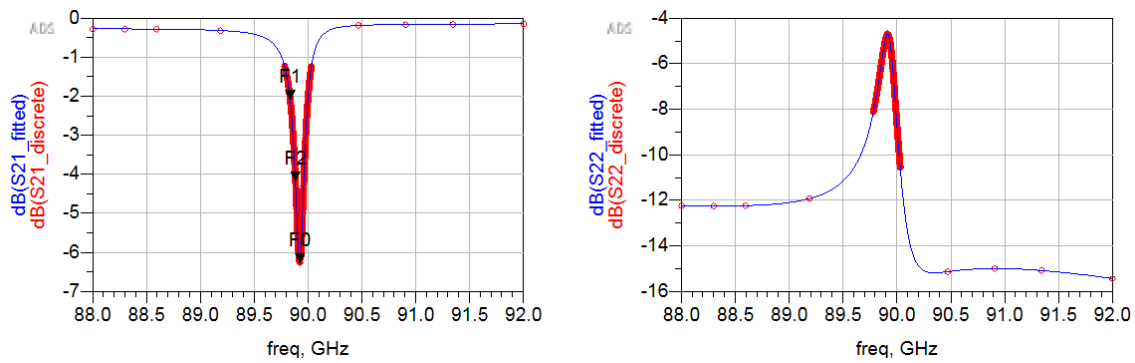


Figura 37. Resultados del resonador junto a la parte inductiva del KID operando a 89.92 GHz

Tabla 23. Resultados de los factores de calidad y factor de acoplo “k” a 89.92 GHz

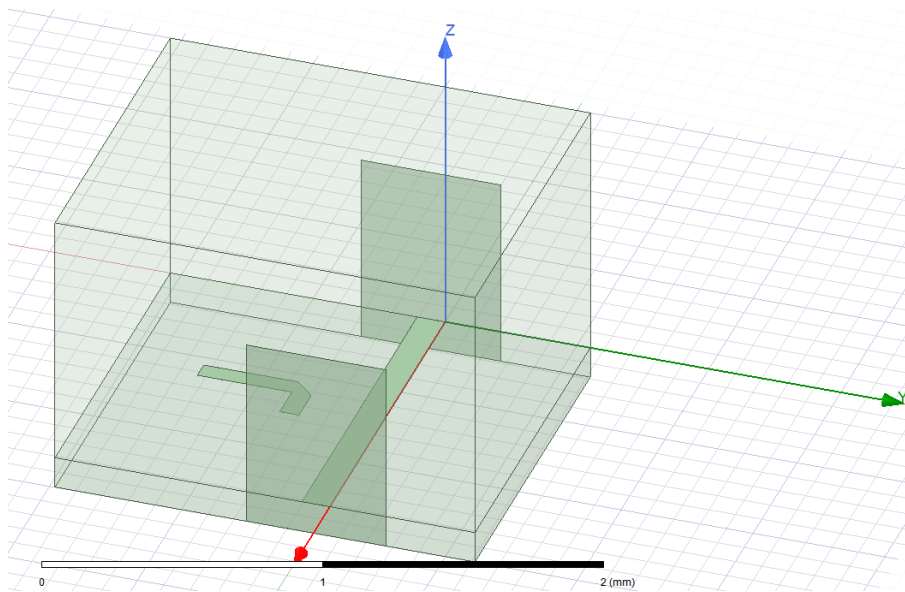
Resultados			
freq	F0	f0	k
89.92 GHz	-6.262	8.992E10	1.056

Factores de calidad					
freq	Q_L	freq	Q_U	S21_L_2_dB	S21_U_2_dB
8.983E10Hz	5.480E2	8.988E10Hz	1.160E3	-2.088E0	-4.174E0

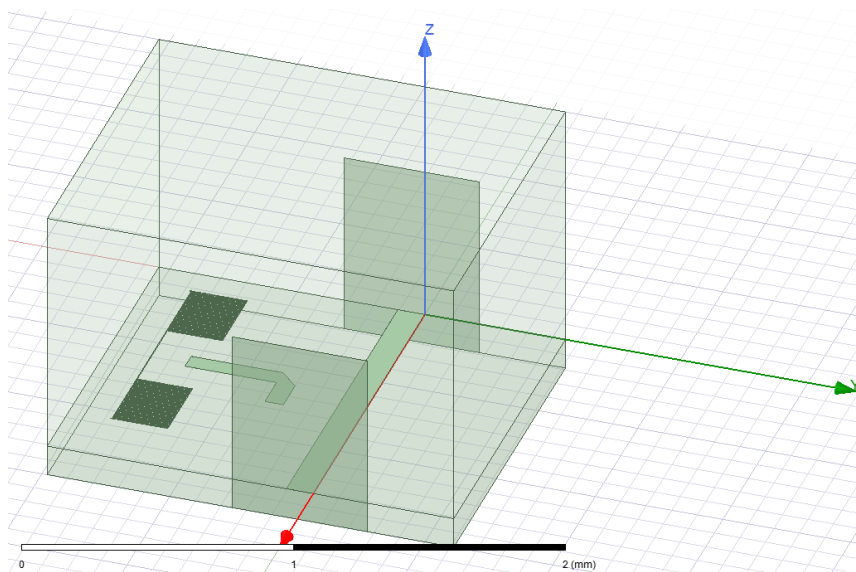
En conclusión, tras los resultados obtenidos se puede ver como todos los resonadores junto con cada KID resuenan a las frecuencias de resonancia diseñadas con unos factores de calidad próximos a 500, por lo tanto, se cumplen las expectativas de diseño. Además de encontrar el mínimo en el parámetro S_{21} en -6 dB, por lo que estamos ante un acoplo crítico, siendo “k” = 1.

3.5. Simulación electromagnética en HFSS

Para comprobar el nivel de acoplo entre el resonador y el inductor del KID, se ha simulado uno de los diseños utilizando el software 3D HFSS. Al igual que en *Momentum* se ha generado una caja con paredes metálicas, respetando las mismas dimensiones para emular el mismo efecto. En la siguiente imagen, se puede observar los pasos que se han dado para generar el diseño. En primer lugar, se añade el resonador de alta frecuencia con la línea de transmisión feedline (Figura 38(a)) y en segundo, se añade la parte inductora del KID (Figura 38(b)). Además, aparecen los materiales definidos para cada componente.



(a)



(b)

	Name	Location	Origin	Relative Permittivity	Relative Permeability	Bulk Conductivity
	NbTi	Project		1	1	1e+50siemens/m

	Name	Location	Origin	Relative Permittivity	Relative Permeability	Bulk Conductivity
	TiAl_10hm27	Project		1	1	22497000siemens/m

(c)

Figura 38. (a) Diseño del resonador con la caja metálica. (b) Diseño del resonador junto con la parte resistiva del KID encapsulado en la caja metálica. (c) Materiales de los componentes: NbTi para el resonador y TiAl para el KID.

Una vez presentado el diseño en HFSS se puede ver la simulación electromagnética en la Figura 39, en la cual, se muestra el campo eléctrico y se observa cómo se acopla al KID la señal (en rojo) que le llega del resonador.

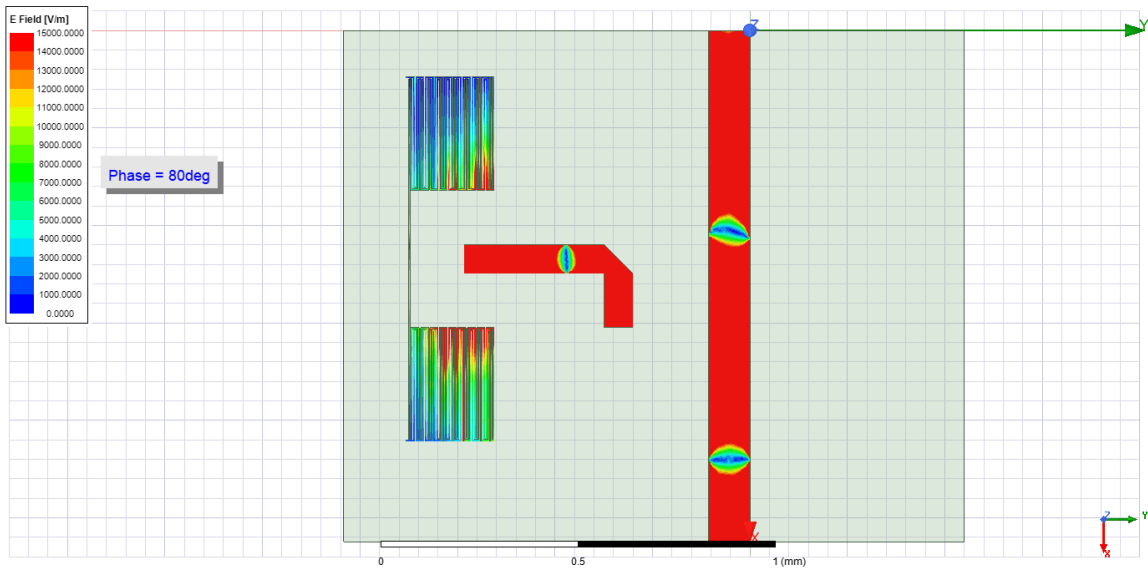


Figura 39. Resultado electromagnético del resonador junto con la parte inductiva del KID

Capítulo 4. Diseño en Baja Frecuencia

El propósito de este capítulo es realizar el diseño de un LEKID en baja frecuencia para cada resonador, en torno a 1 GHz. Este dispositivo está formado por un inductor y un condensador. Partiendo de la base de que en alta frecuencia ya se ha presentado el diseño inductor, y teniendo en cuenta que su comportamiento en baja frecuencia es de carácter inductivo, tan sólo nos queda desarrollar un condensador que con el valor de inductancia obtenida sea capaz de resonar a la frecuencia fijada. Previo a ello, se debe conocer la inductancia geométrica que presenta el meandro generado siguiendo las características que presenta el material *TiAl* en baja frecuencia (Tabla 14).

Tabla 24. Datos característicos del LEKID en baja frecuencia

Parámetro	Valor
σ	$15e+14$ S/m
t	35 nm
W	3 μ m

Por este motivo, se ha realizado una simulación en *Momentum*, cuyo resultado nos da una inductancia geométrica igual a 8.44 nH a 1 GHz, como se muestra en la Figura 40.

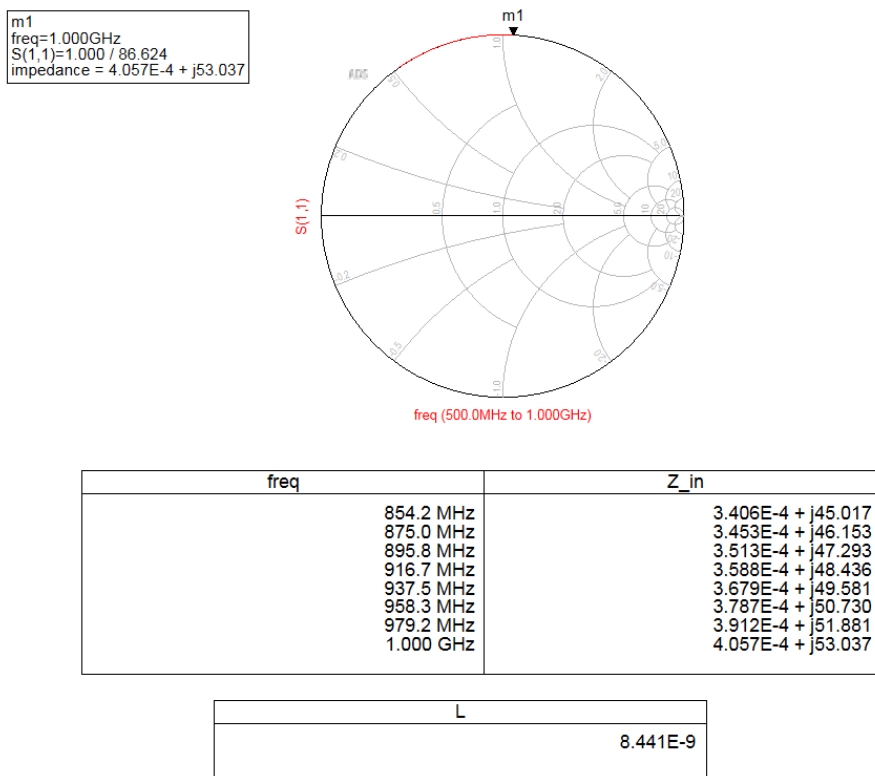


Figura 40. Inductancia geométrica del inductor en baja frecuencia

Llegados a este punto, se dispone a calcular un condensador que cumpla con la siguiente expresión:

$$f_{res} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{LC}} \quad (29)$$

$$C = \frac{1}{(f_{res} * 2\pi)^2 * L} \quad (30)$$

donde f_{res} es la frecuencia de resonancia, L es el valor de la inductancia en Henrios y C el valor del condensador en Faradios.

Por esta razón, se ha generado un script de Matlab (Anexo condensador) que calcula esta capacidad y devuelve una aproximación de cómo deben ser las características físicas del condensador interdigital a implementar (número de dedos, longitud de cada dedo, etc...) (Figura 41). El valor capacitivo resultante es de 3 pF. Sin embargo, dado que el valor del condensador interdigital calculado es aproximado, se han ajustado los valores de sus dimensiones con un modelo más preciso de ADS, para posteriormente conseguir en *Momentum* la capacidad calculada. En la siguiente tabla, se pueden observar los parámetros que han sido utilizados para implementar el condensador. Cabe destacar que la longitud de los dedos (L_c) y la anchura (W) presentan esos valor para que concuerde y encaje perfectamente con la anchura del KID.

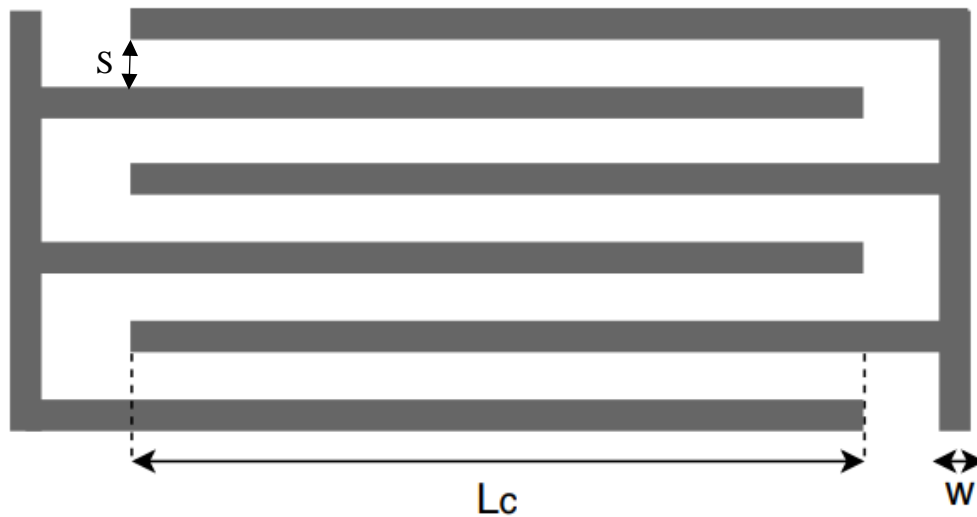


Figura 41. Modelo condensador interdigital [TFM África]

Tabla 25. Datos del condensador interdigital base

Parámetro	Valor
N.º de dedos	35
S	3 μm
W	3 μm
Lc	900.61 μm

Por otro lado, es importante remarcar que la solución que se ha optado es la de desarrollar un condensador bastante grande, con un número de dedos que ronda la treintena, para lograr que el KID resonase a la frecuencia indicada. Aunque es cierto, que también se valoraron otras opciones, como pueden ser:

- Subir la frecuencia de resonancia para bajar la capacidad del condensador y así, utilizar un número de dedos más pequeño.
- Alargar el meandro inductivo del KID, es decir, la inductancia geométrica para disminuir el valor capacitivo.

Finalmente, se muestra el condensador escogido en la paleta de componentes del esquema de ADS, adaptado a las características que nos interesan para lograr una capacidad alrededor de 3 pF (Figura 42).

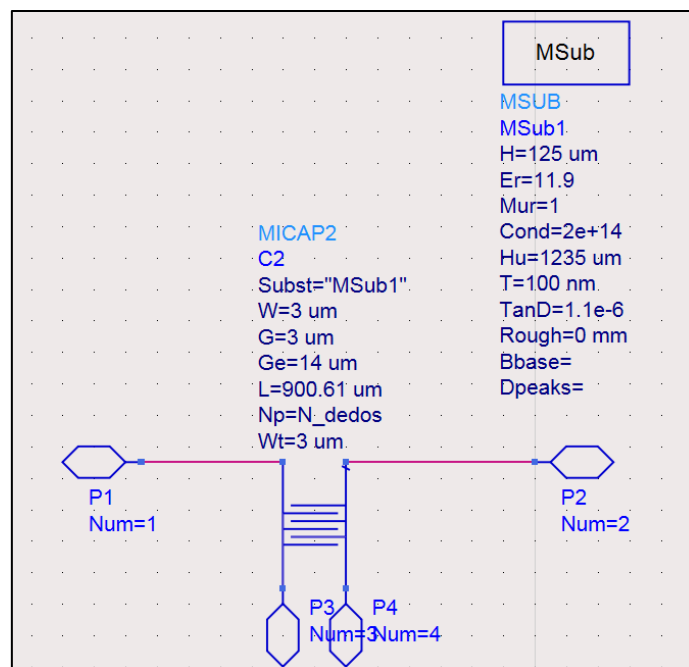


Figura 42. Condensador interdigital diseñado

Obtenido el esquema, se genera el *layout* correspondiente al diseño para poder simularlo correctamente mediante el simulador *Momentum* (Figura 43). El resultado que

se obtiene al simular este condensador viene dado en la Figura 44. En ella, se puede ver cómo el valor capacitivo que presenta el anterior condensador es de 3.19 pF, muy próximo al valor esperado.

El motivo por el cual se ha escogido un condensador de cuatro puertos, en vez de uno de dos puertos, es por razones de diseño a la hora de realizar el *autolayout* del componente al completo. Por otro lado, es preciso destacar que el número de dedos aparece como una variable ya que es la clave para variar la frecuencia de resonancia de los otros KIDS, es decir, que en función del número de dedos va a ajustarse la frecuencia de resonancia.

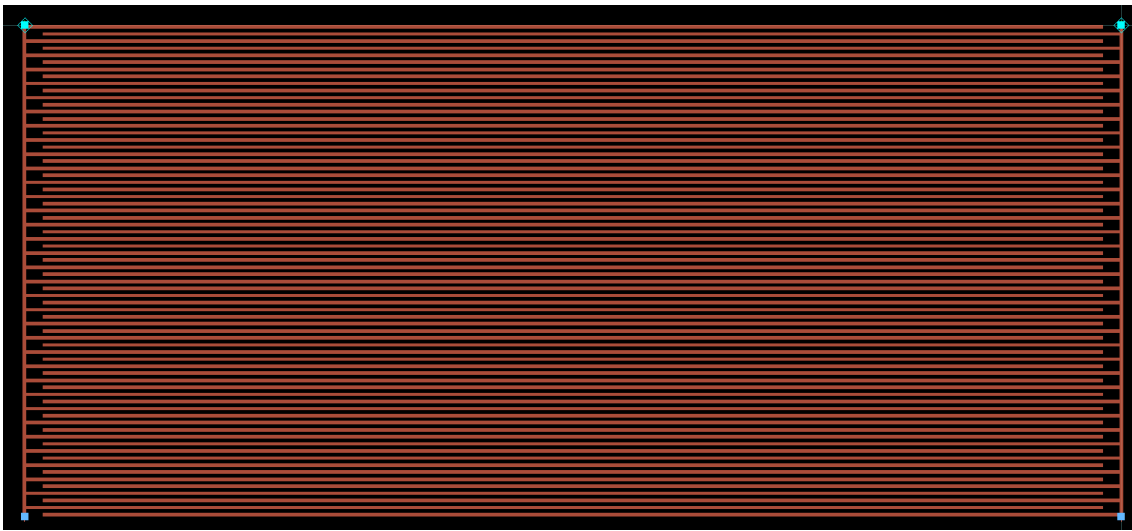


Figura 43. Layout del condensador interdigital para 35 dedos

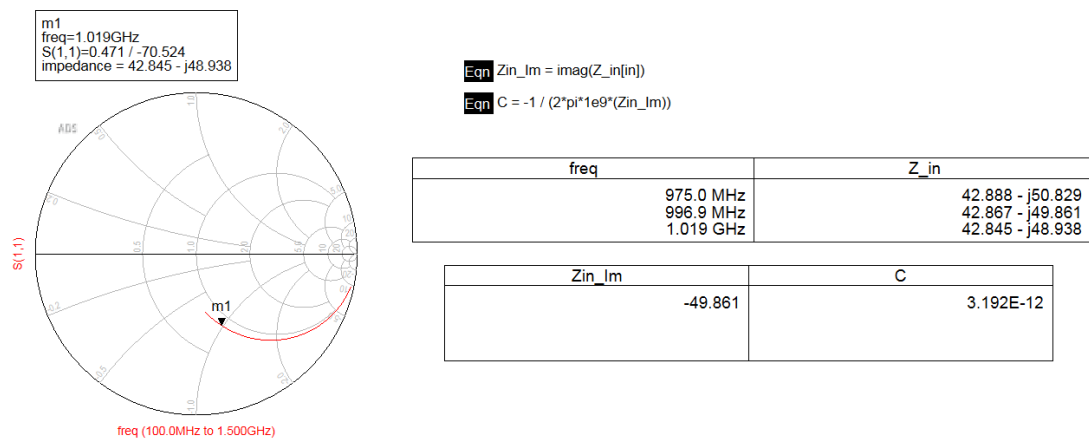
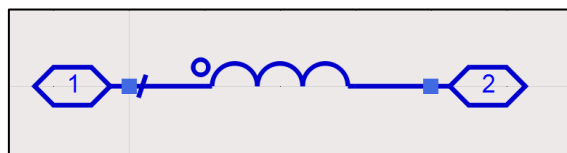
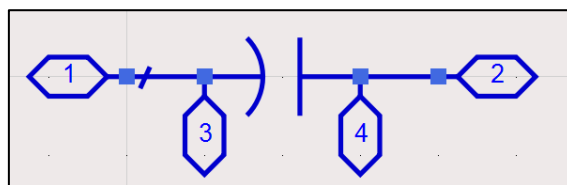


Figura 44. Resultados de la simulación del condensador interdigital

Por otra parte, de cara a albergar tanto este circuito como el del inductor se han generado dos símbolos, con la intención de poder clarificar el diseño final (Figura 45). A diferencia del condensador, el inductor no presenta ninguna variable externa, todos los parámetros que lo forman van a ser constantes para la realización de este diseño. Además de que contiene dos puertos, en vez de los cuatro del resonador. Para una mejor comprensión de las características, ambos símbolos se muestran a continuación, cada uno de ellos con sus respectivos esquemas como subcircuito.



(a)



(b)

Figura 45. (a) Símbolo de una bobina con el circuito integrado del inductor. (b) Símbolo de un condensador con el circuito integrado del condensador interdigital.

Llegados a este punto, se diseñan los LEKID para que resuenen a diferentes frecuencias y no se interfieran unos con otros a la hora de realizar la lectura de sus frecuencias de resonancia. Previo a ello, es importante destacar que la separación de las frecuencias de resonancia entre un LEKID y otro va a ser aproximadamente a 10 MHz, en torno a 1 GHz y con una disposición acorde a limitar la interferencia entre ellos si se tienen cinco frecuencias diferentes (Tabla 26) como se muestra en la Figura 46.

Tabla 26. Frecuencias de resonancia en baja frecuencia de los LEKIDS

Frecuencias de resonancia	Valores (MHz)
f_{L1}	929.688
f_{L2}	941.406

f_{L3}	953.1
f_{L4}	964.8
f_{L5}	980.5

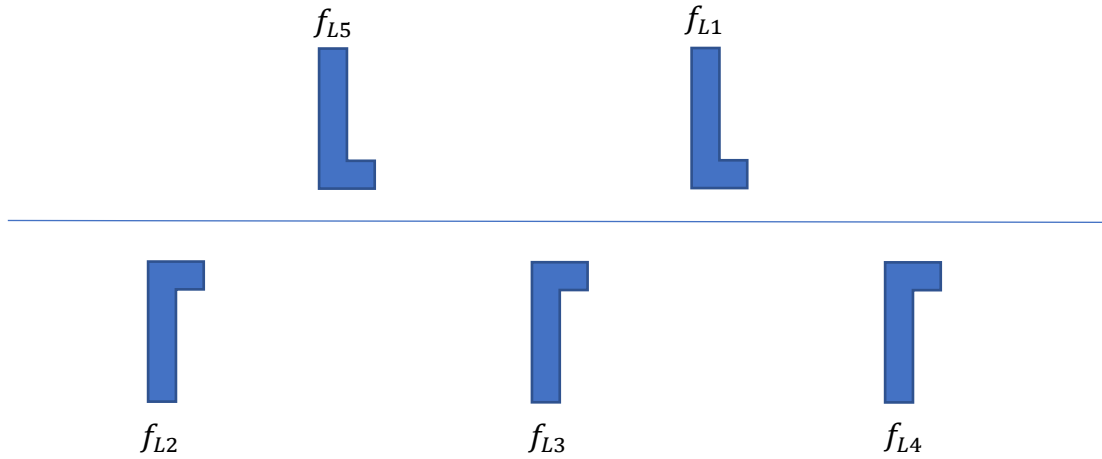


Figura 46. Disposición de resonadores de alta frecuencia con las frecuencias de resonancia en baja frecuencia

4.1. Diseño del LEKID

En este apartado se van describir los cinco LEKIDS que se han diseñado para conseguir que resuenen cerca de 1 GHz. Además, se va a mostrar el número de dedos con los que ha sido configurado cada condensador para lograrlo, así como la separación mediante líneas que se va a tener entre el inductor y el KID en cada caso. De esta manera, se consigue que la línea de *readout* acoplada a los LEKIDS siempre permanezca a la misma distancia y cumpla con los objetivos, los cuales, se comentarán en el apartado 4.2.

4.1.1. LEKID resonando a $f_{L1} = 929.688 \text{ MHz}$

En este primer LEKID, el número de dedos que se ha optado por añadir es de 37, dos más que el condensador base. Debido a este incremento se deben ajustar las líneas que unen el condensador con el inductor. Dado que cada número de dedo añadido equivale a sumar $12 \mu\text{m}$ más de largo al condensador, y el LEKID base presenta una línea de $30 \mu\text{m}$, es necesario disminuir nuestras longitudes de línea hasta las $6 \mu\text{m}$, tal y como se puede ver en la Figura 47. De esta manera se compensa el incremento y se consigue mantener la distancia respecto a la línea de *readout*.

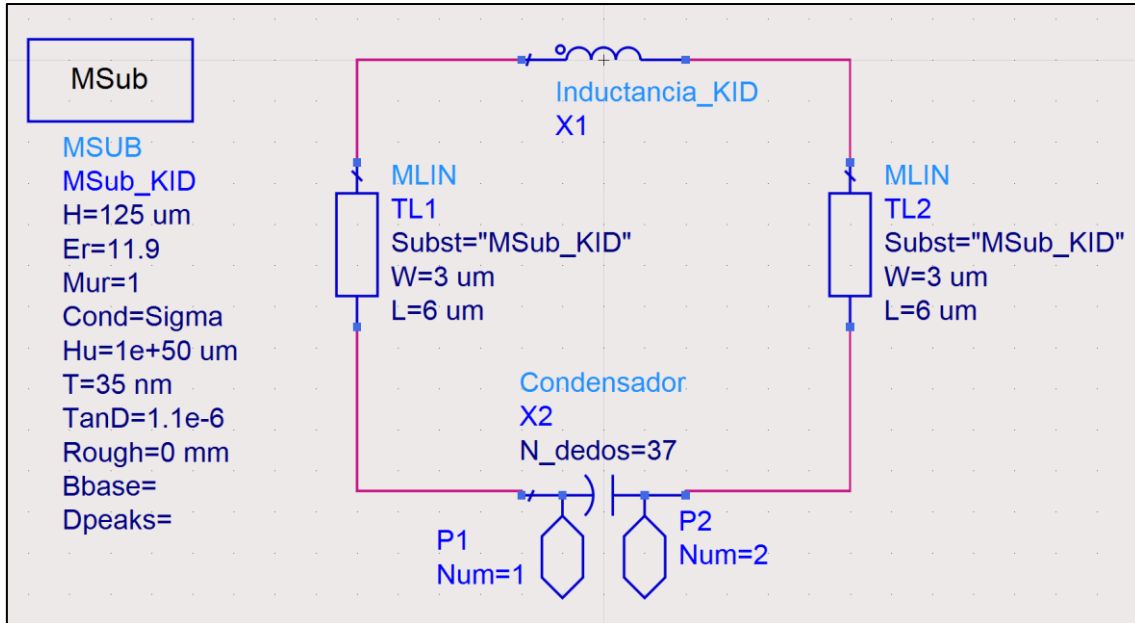


Figura 47. Esquema del LEKID a la frecuencia f_{L1}

Llevando el mismo diseño al *layout* y simulando en *Momentum*, nos quedan las siguientes figuras:

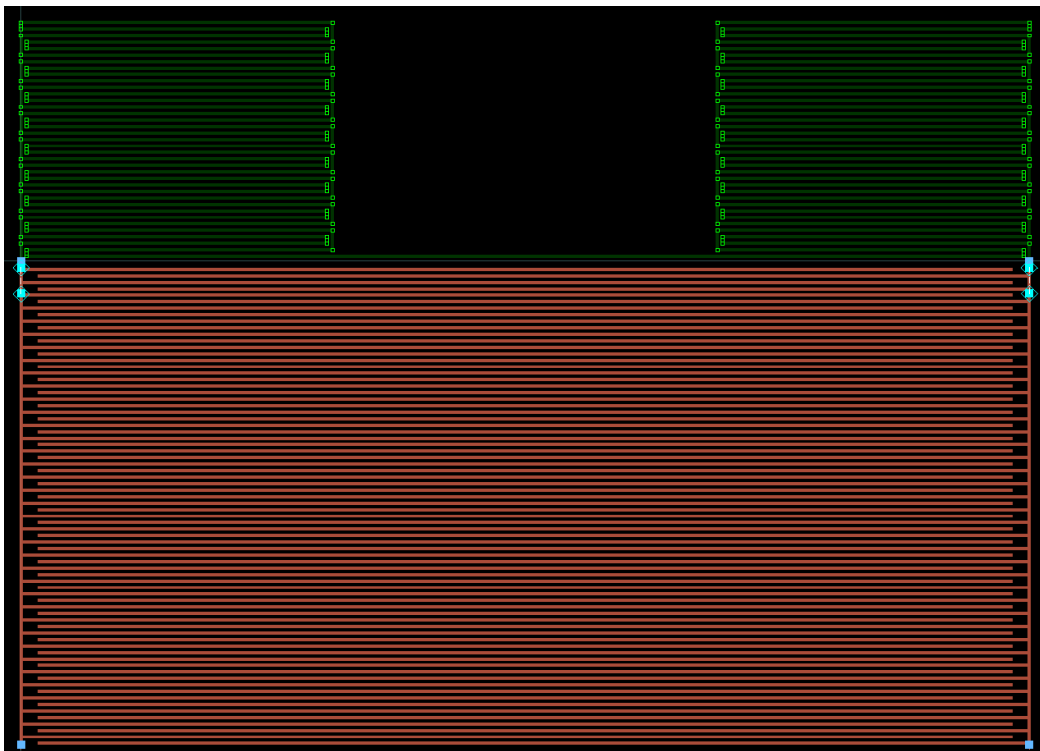


Figura 48. LEKID a la frecuencia f_{L1}

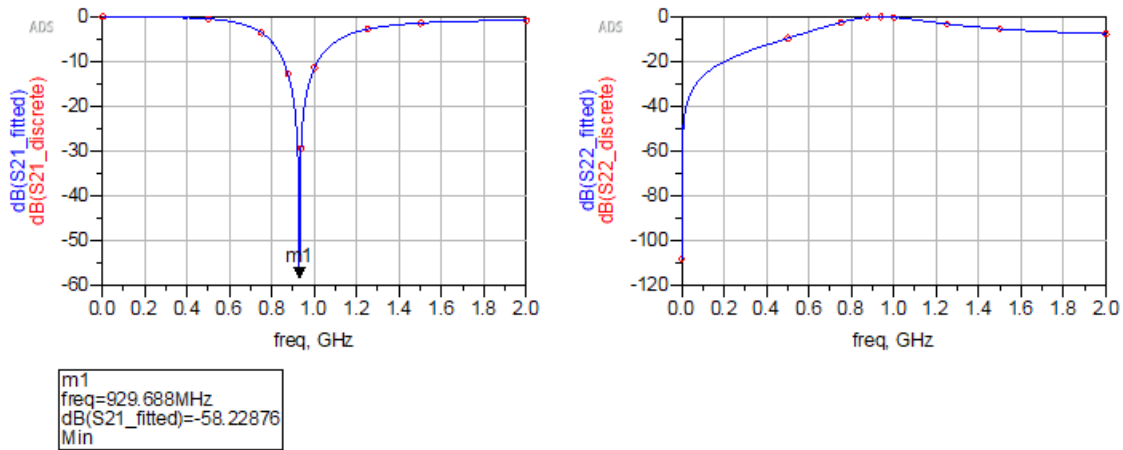


Figura 49. Resultados de la simulación del LEKID a f_{L1}

Los resultados de la Figura 49 nos muestran como el LEKID resuena a la frecuencia más baja, a 929.688 MHz. A continuación, se van a observar cómo esta frecuencia va a ir aumentando aproximadamente 10 MHz.

4.1.2. LEKID resonando a $f_{L2} = 941.406 \text{ MHz}$

En el segundo LEKID, a diferencia del anterior, se ha optado por disminuir un dedo, dando a lugar a 36. Por consiguiente, se aumenta en 12 μm las líneas de unión pasando de 6 μm a 18 μm . Dicho lo anterior, se presenta el esquema en la Figura 50 con los nuevos datos.

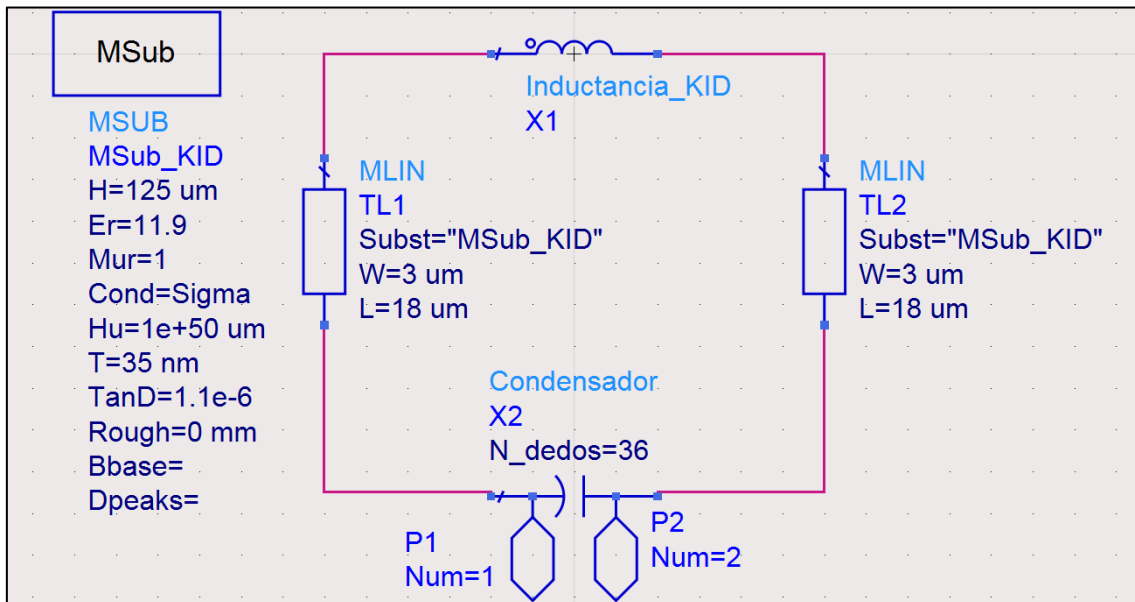


Figura 50. Esquema LEKID a f_{L2}

Al igual que para el anterior caso, se autogenera el *layout* para poder simular en *Momentum* (Figura 51). A diferencia de lo que pasaba en alta frecuencia, en este tipo de simulación no es necesario añadir una caja metálica.

La frecuencia resultante que se obtiene en la Figura 52 es de 941.406 MHz, aproximadamente 12 MHz por encima que el anterior, una separación similar a la acordada.



Figura 51. Layout con LEKID a f_{L2}

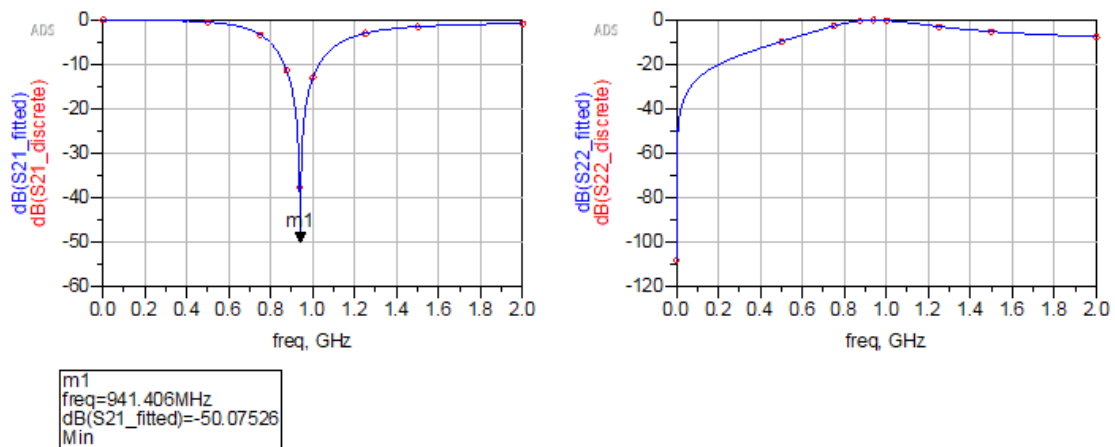


Figura 52. Resultados de la simulación del LEKID a f_{L2}

4.1.3. LEKID resonando a $f_{L3} = 953.1 \text{ MHz}$

Este tercer LEKID presenta las mismas características en cuanto al condensador que el base, por lo que no se producen cambios. Tiene un número de dedos igual a 35 y una líneas de unión de $30 \mu\text{m}$, como se aprecia a continuación en la Figura 53 y en la Figura 54:

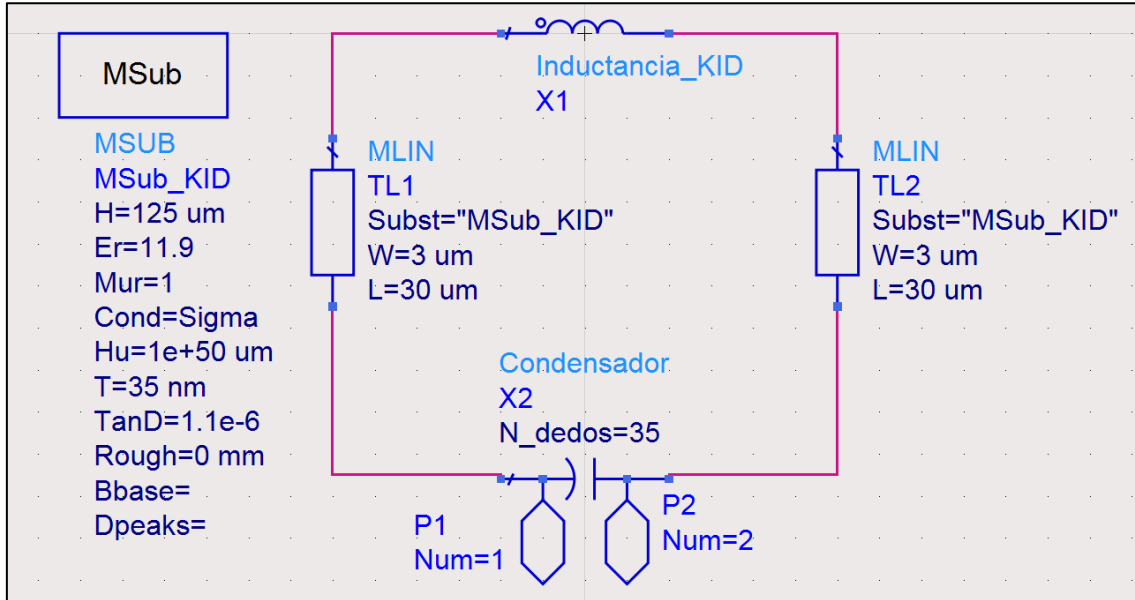


Figura 53. Esquema LEKID a f_{L3}

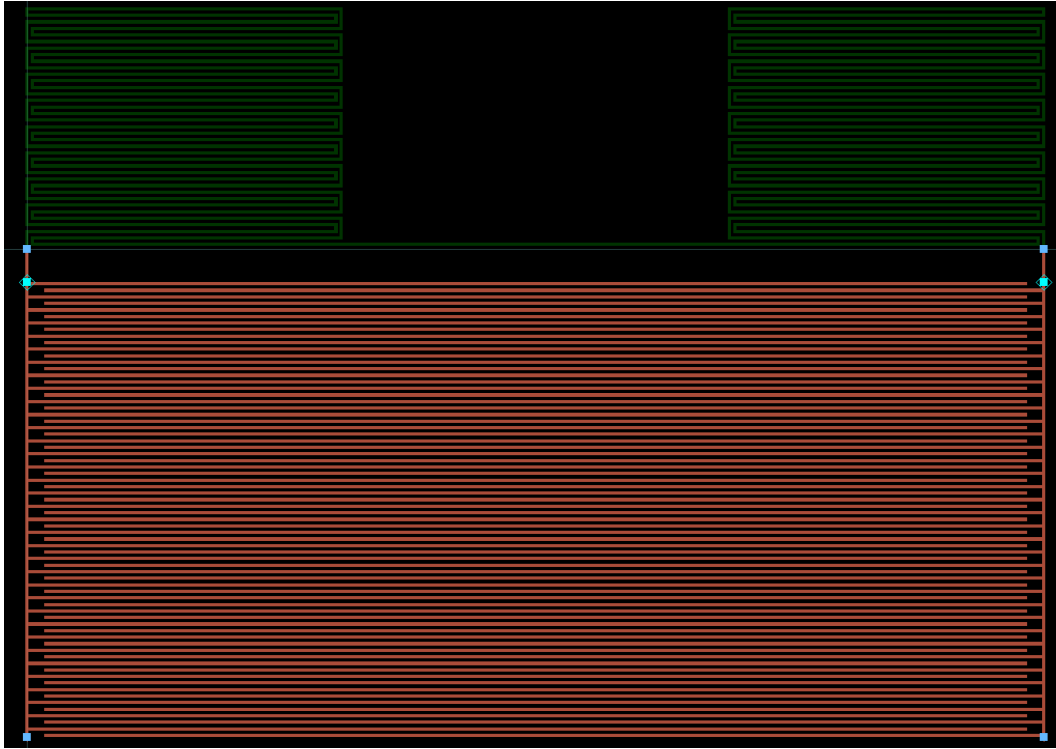


Figura 54. Layout del LEKID a f_{L3}

El resultado que se obtiene tras la simulación es una frecuencia de resonancia de 953.1 MHz como se muestra en la Figura 55. Se puede apreciar que la frecuencia a medida que disminuimos el número de dedos aumenta, por lo tanto, estamos ante una relación inversamente proporcional.

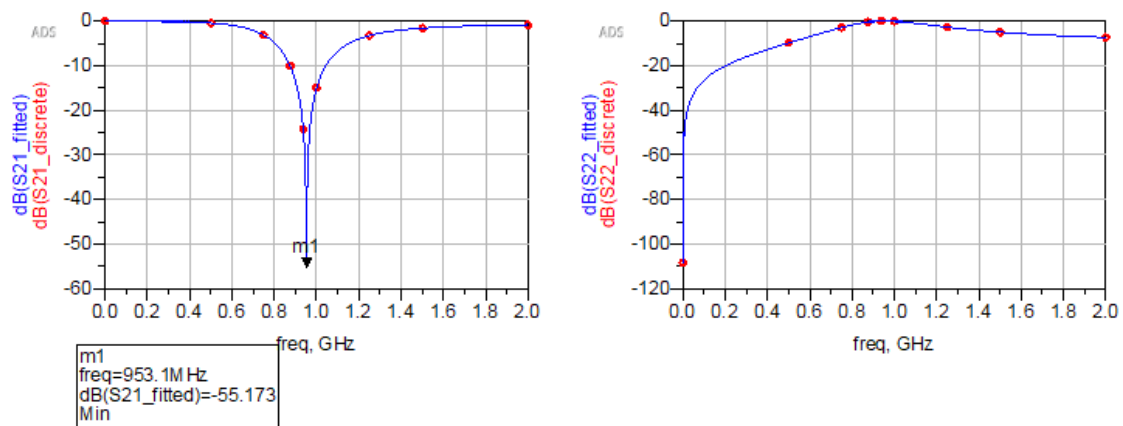


Figura 55. Resultados del LEKID a f_{L3}

4.1.4. LEKID resonando a $f_{L4} = 964.8 \text{ MHz}$

En el cuarto LEKID, se pretende aumentar la frecuencia respecto a f_{L3} , por lo que se elimina un dedo, pasando a tener 34. Así mismo, se aumenta la longitud de la línea de

unión a $42\text{ }\mu\text{m}$. En las dos siguientes figuras (Figura 56 y Figura 57), se puede apreciar tanto el diseño a nivel esquema de ADS como el *layout* generado. Tras obtener el *layout*, se realiza una simulación en Momentum para conocer la frecuencia de resonancia de este LEKID.

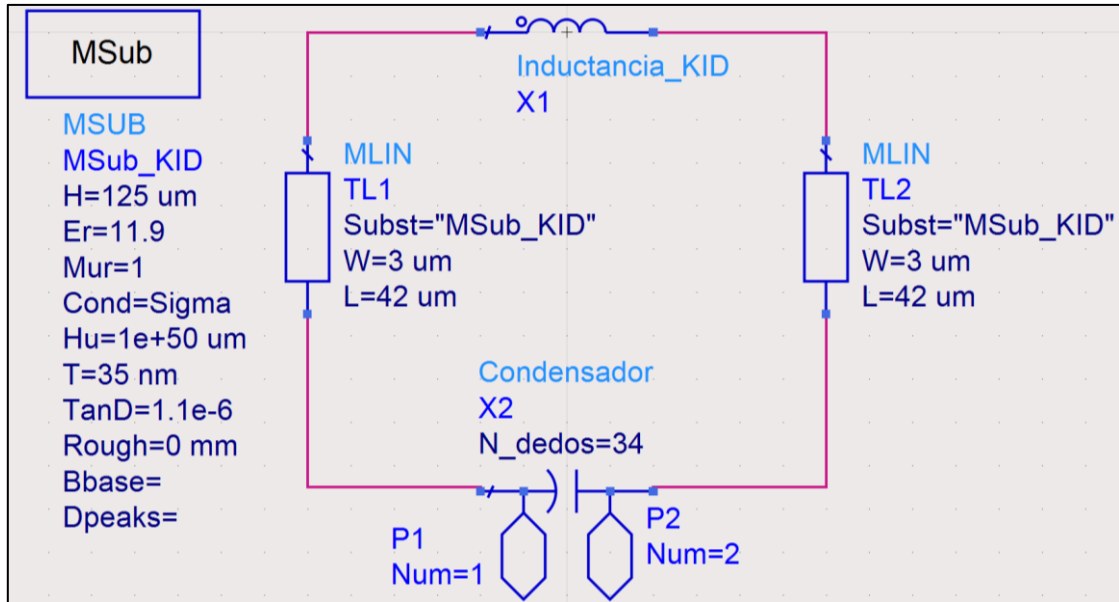


Figura 56. Esquema LEKID a fL4

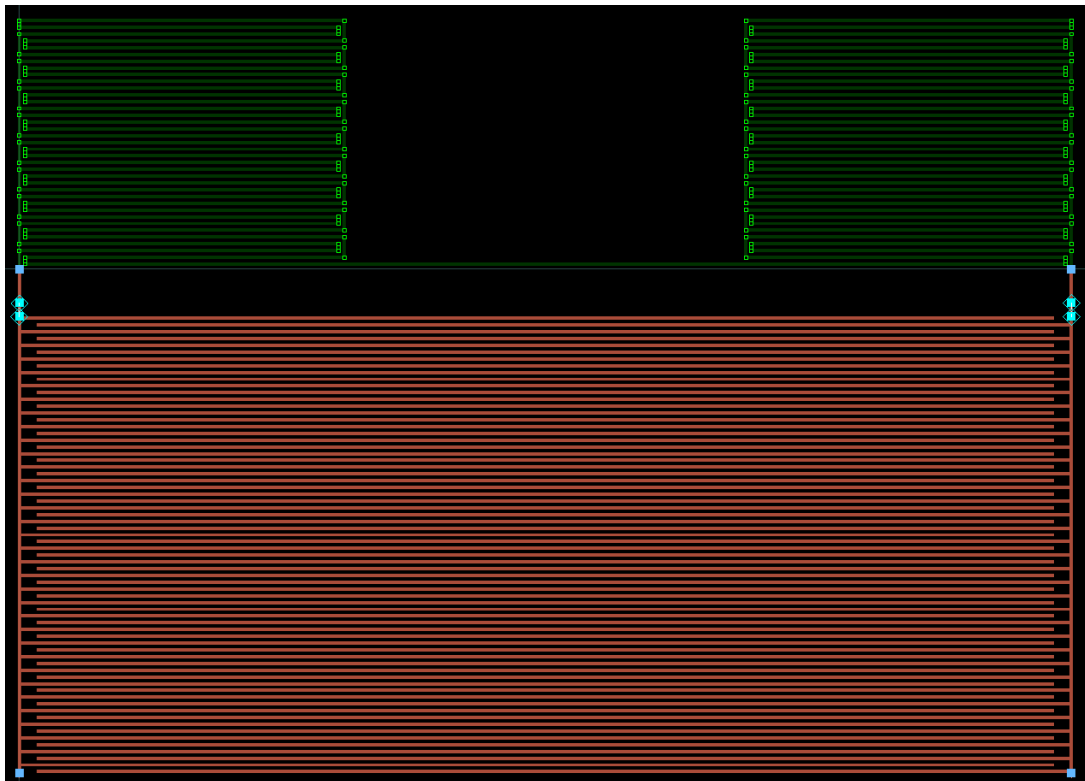


Figura 57. Layout LEKID a fL4

Particularmente, se consigue con las características mencionadas anteriormente que resuene a 964.8 MHz, 11 MHz por encima del anterior LEKID (Figura 58).

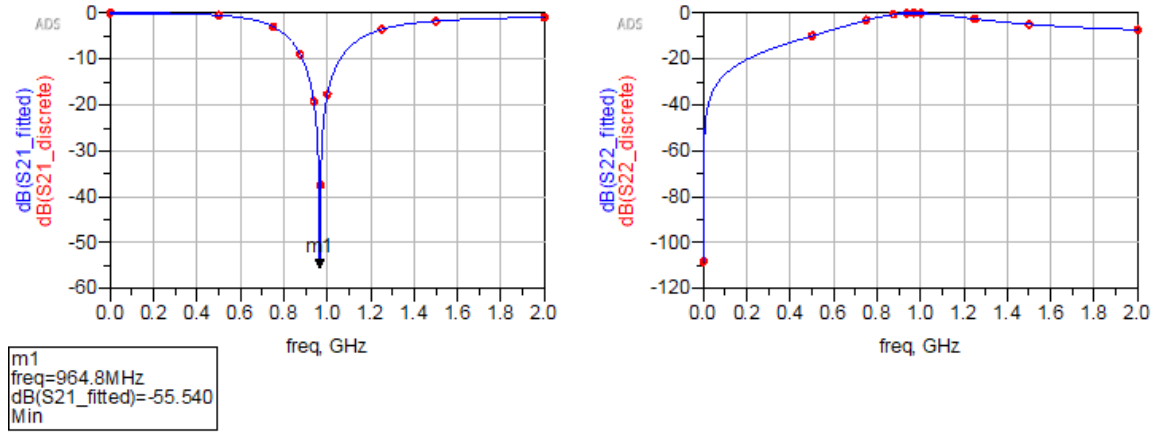


Figura 58. Resultados del LEKID a f_{L4}

4.1.5. LEKID resonando a $f_{L5} = 980.5 \text{ MHz}$

Del mismo modo que en los anteriores casos, hay que ajustar las líneas de unión en función del número de dedos. Particularmente, para subir en frecuencia, se ha disminuido el número a 33 dedos y se han ajustado las líneas a 54 μm .

A continuación, se muestra el esquema resultante (Figura 59) y su respectivo layout (Figura 60), el cual, ha sido simulado a través de *Momentum* de la misma manera que el resto. Tal y como se puede observar es el LEKID con menor número de dedos y con mayor longitud entre las líneas de unión.

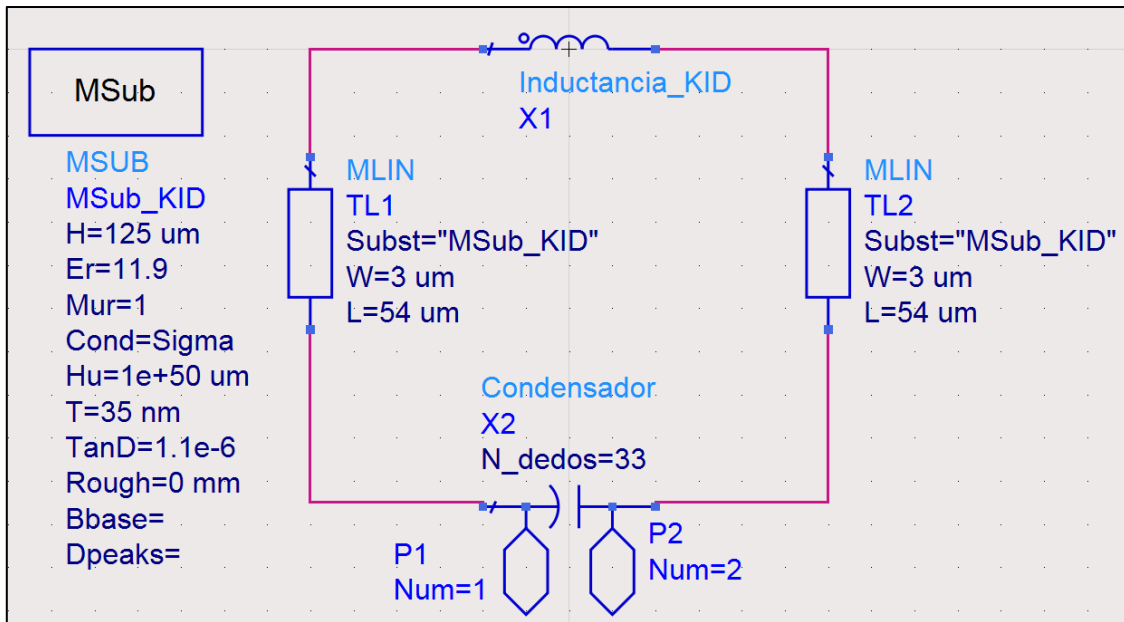


Figura 59. Esquema LEKID a fL5

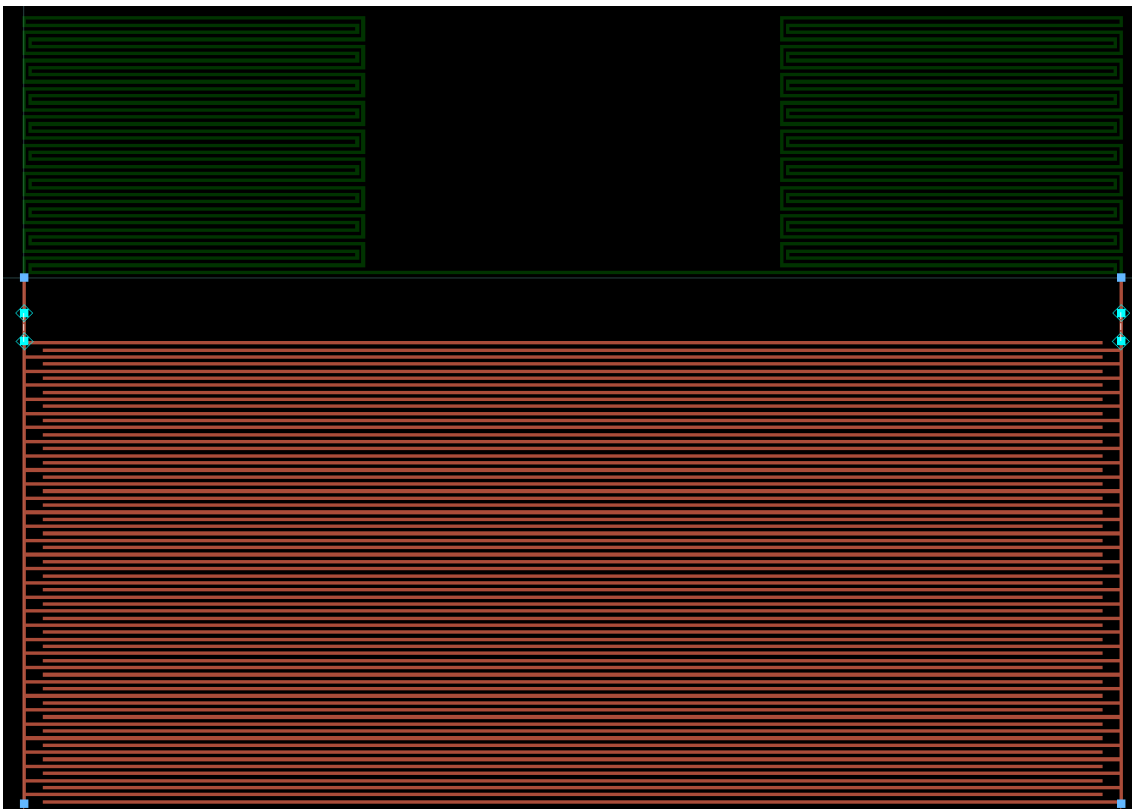


Figura 60. Layout LEKID a fL5

Como resultado de la simulación en *Momentum* se obtiene que el quinto LEKID resuena a 980.5 MHz, tal y como se muestra en la Figura 61.

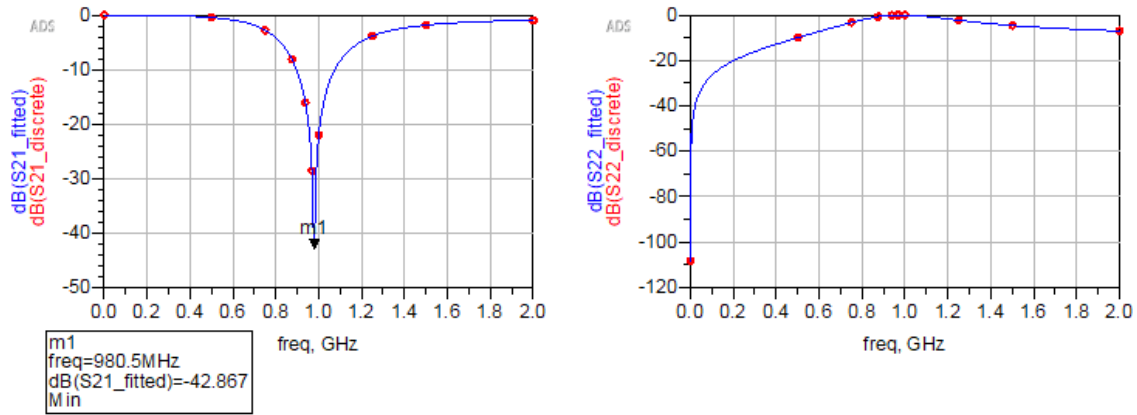


Figura 61. Resultados LEKID a fL5

4.2. Acoplo Línea de Readout

Finalmente, obtenidos todos los LEKIDS, debemos ser capaces de poder leer la información recibida. Por esta razón, es imprescindible diseñar una línea de *readout* que sea capaz de captar la señal que le llega del LEKID. La técnica que se ha llevado a cabo para ello es la misma que la utilizada en alta frecuencia, es decir, mediante líneas acopladas.

Para buscar la separación óptima que nos permita lograr un acoplo crítico entre líneas, se ha hecho uso de un modelo matemático desarrollado en [PowerPoint de Eduardo, URSI2020], en el cual se busca mediante el modelo *MACLIN*, hallar mediante optimización una separación que cumpla con un determinado ítem, concretamente, el valor absoluto del parámetro $Y(2,1)$ de la matriz de admitancias. El resultado obtenido va a ser nuestro punto de partida.

A continuación, en la Figura 62 se muestra el esquema de ADS que permite calcular el valor mencionado anteriormente, siendo este de $68.1 \mu\text{m}$.

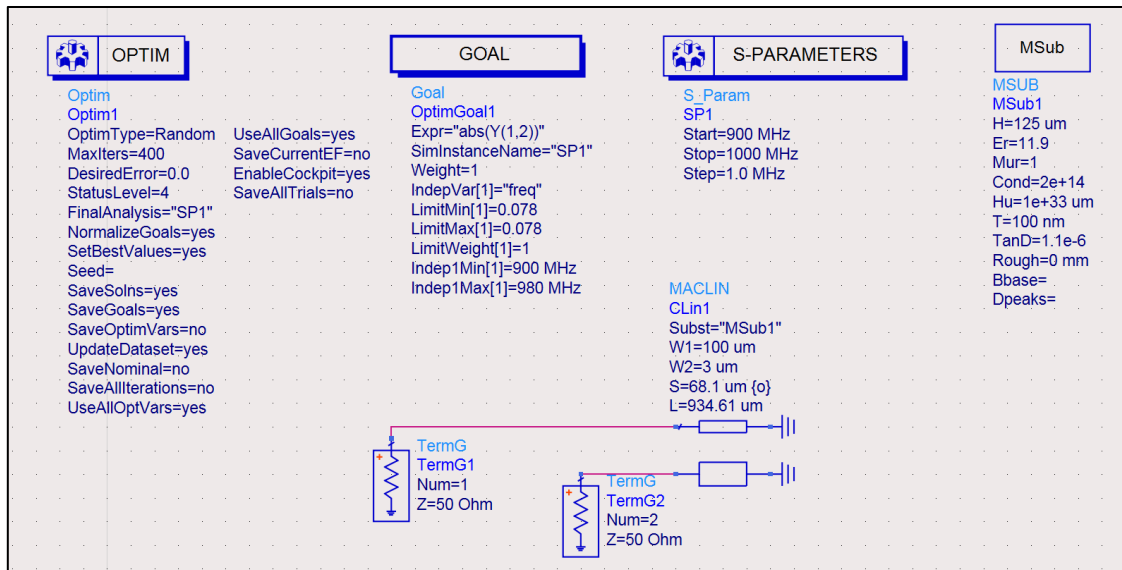


Figura 62. Modelo de optimización acoplo línea de Readout

Tras este resultado, somos capaces de añadir una línea de *readout* del mismo material que la *feedline*, pero con anchura de 100 μm para tener una impedancia de 50 Ohm a 1 GHz, al diseño del LEKID visto en el anterior capítulo. A pesar de que el modelo de *MACLIN* no es del todo fiable a nivel esquema, es un buen punto de partida.

Como era de esperar, la separación calculada no es suficiente para conseguir el objetivo marcado de acoplo crítico, por lo que se aumenta hasta los 90 μm , como se puede ver en la Figura 63. Es importante remarcar que para observar el punto de resonancia es necesario aplicar un barrido en frecuencia muy fino, lo que hace que el ordenador se ralentice considerablemente.

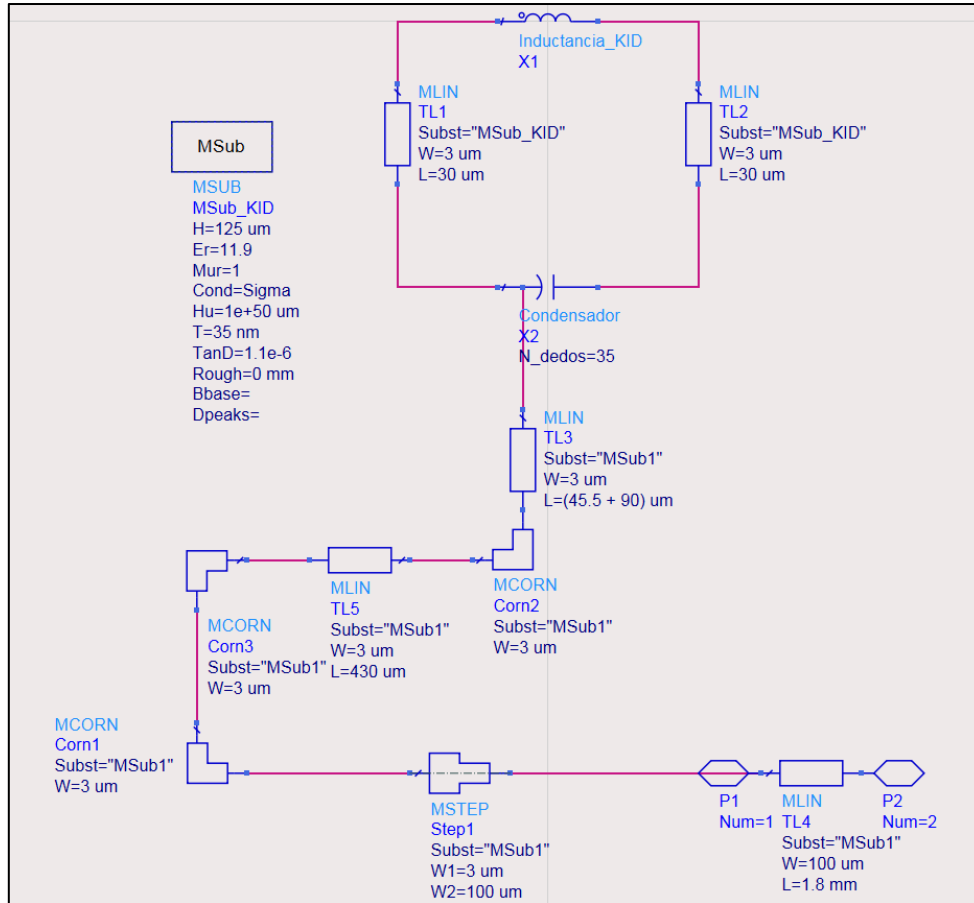


Figura 63. Esquema LEKID junto con la línea de readout

En la Figura 63, se puede observar cómo se ha de realizar un diseño en esquema para que a la hora de generar el *layout*, se coloquen todos los componentes de manera precisa en su lugar correspondiente. Una vez borrados los elementos extra, nos queda el siguiente *layout*:

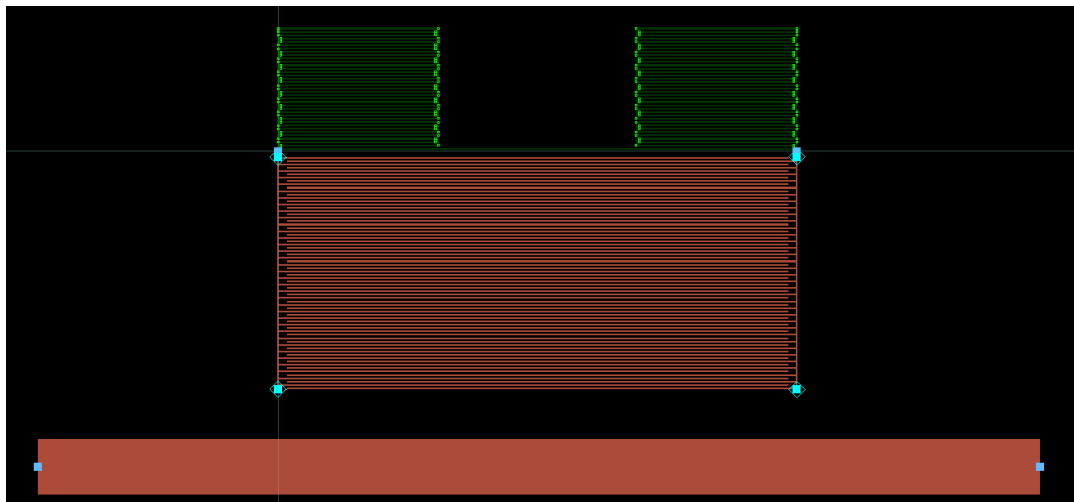


Figura 64. Layout del LEKID junto con la línea de readout

Simulando el diseño con *Momentum*, se obtiene una frecuencia de resonancia de 931.34 MHz con un mínimo en el S_{21} de aproximadamente 6 dB, por lo que estamos ante una situación de acoplo crítico. De modo que cumplimos con los objetivos marcados (Figura 65).

Un aspecto que es necesario mencionar, es el funcionamiento de este tipo de dispositivos. Y es que cuando le llega una señal de la misma frecuencia que la frecuencia de resonancia del filtro de alta frecuencia, se ejerce un acoplo al inductor, y es ahí, donde se produciría la rotura de los *Pares de Cooper*, desplazando así la frecuencia de resonancia del KID y es en esa situación en la que se desea el acoplo crítico en la línea de *readout*. Como una primera aproximación es correcto el diseño realizado en que el acoplo crítico se ha obtenido sin considerar señal acoplada de alta frecuencia.

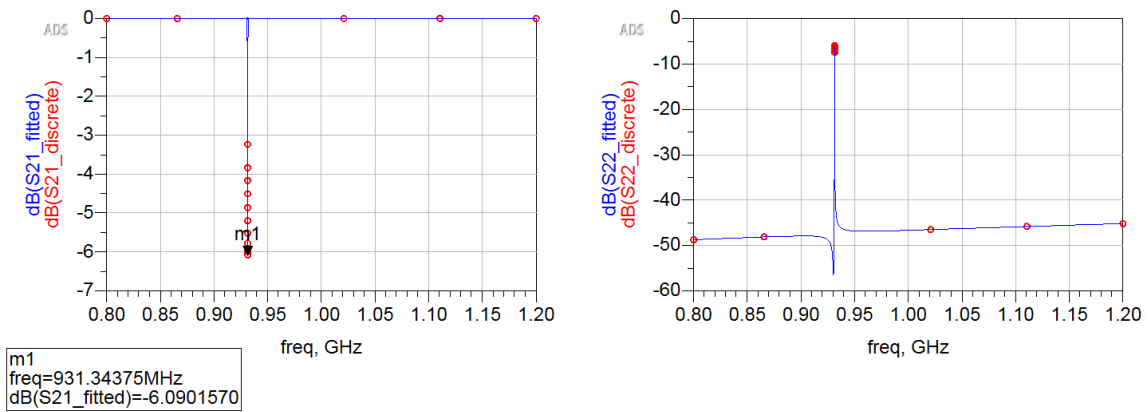


Figura 65. Resultados del acoplo de la línea de readout junto con el LEKID

Capítulo 5. Prototipo de espectrómetro con cinco filtros

En este último capítulo, se pretende dar una visión global de cómo se han dispuesto todos los componentes diseñados, sin entrar en la simulación, ya que debido a la limitación de *Momentum*, nos es imposible. Por un lado, se va a presentar el diseño realizado en esquema (*Anexo II*) para que al generar el *layout*, todos los componentes estén en su lugar cumpliendo con todos los requisitos de acoplo y separación. Además, para esclarecer el circuito final, se ha desarrollado otro símbolo con el circuito del resonador, siendo su única variable la longitud $L2$.

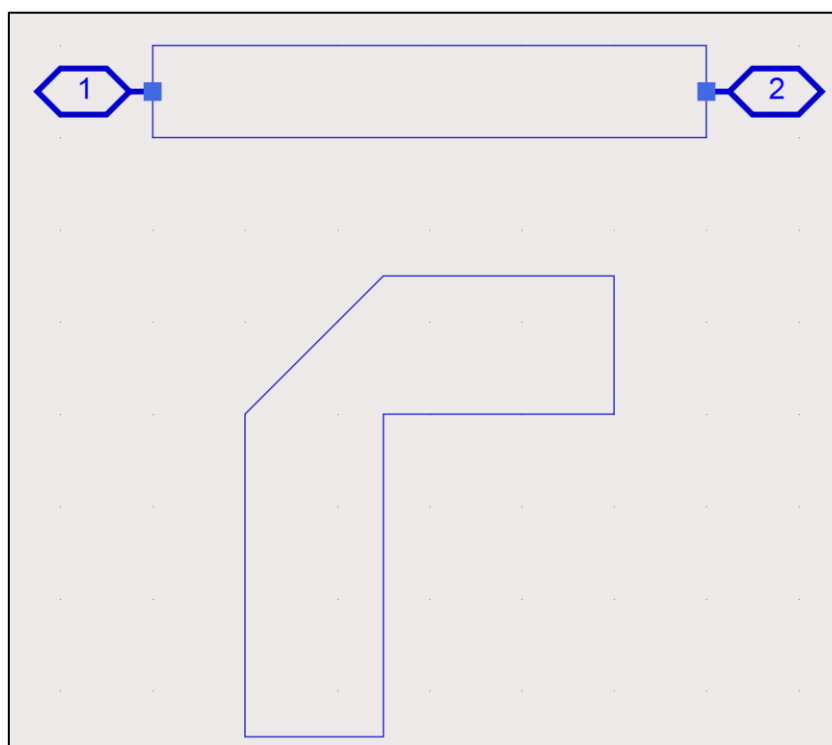


Figura 66. Símbolo del resonador

Dicho lo cual, se prosigue a presentar el diseño final (Figura 67) en el *layout* generado tras el esquema de ADS, en el cual, se reúnen la parte de alta frecuencia y la parte de baja frecuencia explicada anteriormente.

Finalmente, realizado el *layout*, tan sólo nos queda realizar las interfaces para poder encapsular nuestro espectrómetro en un chip como se verá en el capítulo 6.

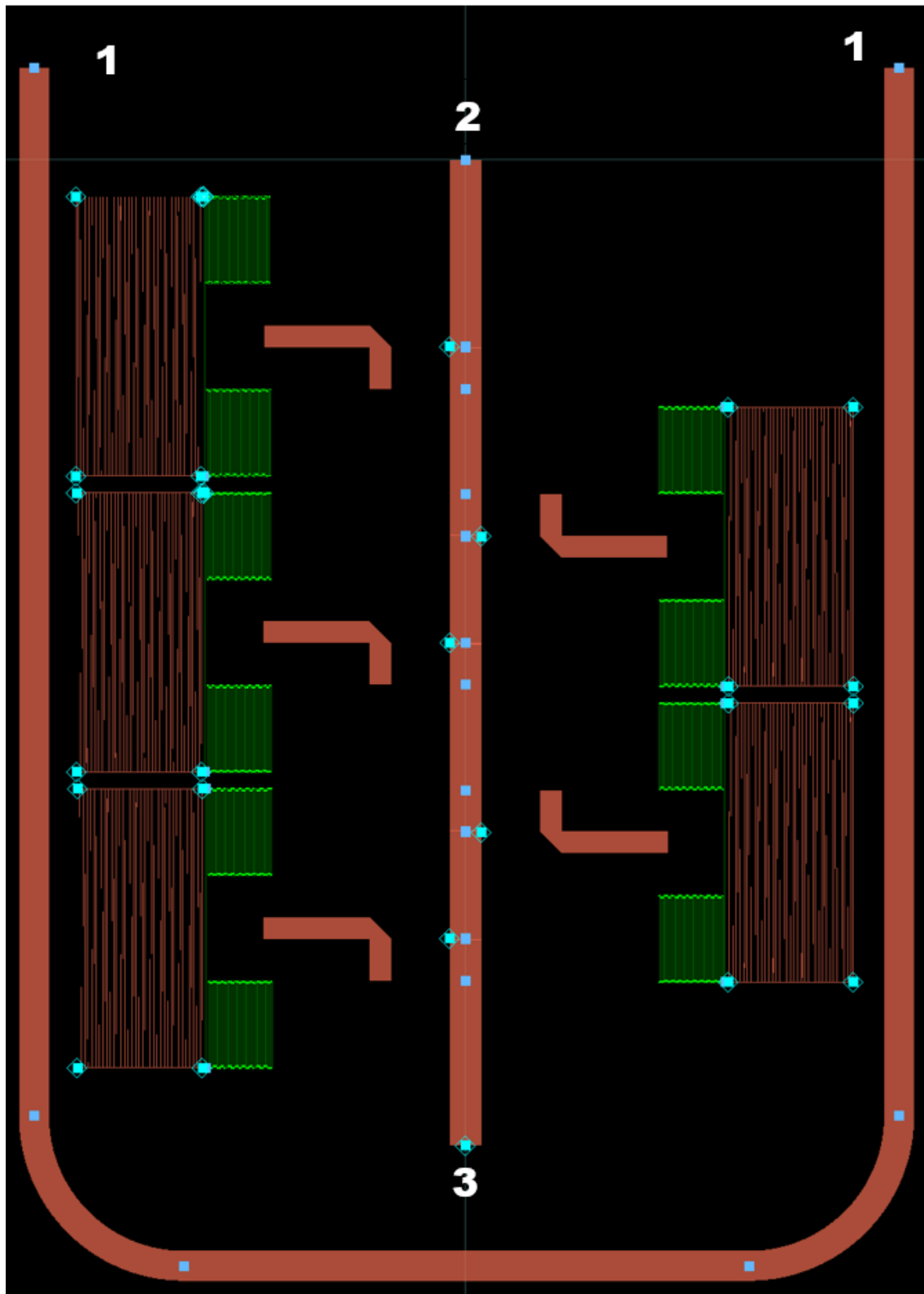


Figura 67. Prototipo de los cinco resonadores con la numeración de los interfaces necesarios para completar el espectrómetro en chip: 1. Microstrip-coplanar, 2. Microstrip – Guía de onda y 3. Carga adaptada a 50 ohms

Capítulo 6. Interfaces y diseño final

Conocida la disposición final de nuestros dispositivos (Figura 67), se diseñan los interfaces para completar las transiciones microstrip-coplanar para poder leer los resultados en la línea de readout a 1 GHz y la microstrip-guía de onda para poder introducir la señal recibida por la antena en la línea de feedline. Además de ello, en el otro lado de la línea, se dispone de una carga a 50Ω para que esté adaptado correctamente.

6.1. Microstrip - Coplanar

Para realizar la transición microstrip a coplanar en los accesos de la línea de readout es necesario hacer uso de la herramienta de *ADS LineCalc* con el mismo substrato (Figura 68), Silicio con grosor de $125 \mu\text{m}$ y superconductor de *NbTi* con grosor de 100 nm . La idea es que estos accesos terminen con líneas coplanares con plano de masa (CPWG en *Linecalc*), con una anchura igual a la de la línea de readout, es decir, $100 \mu\text{m}$ y una impedancia de 50 Ohm a 1 GHz .

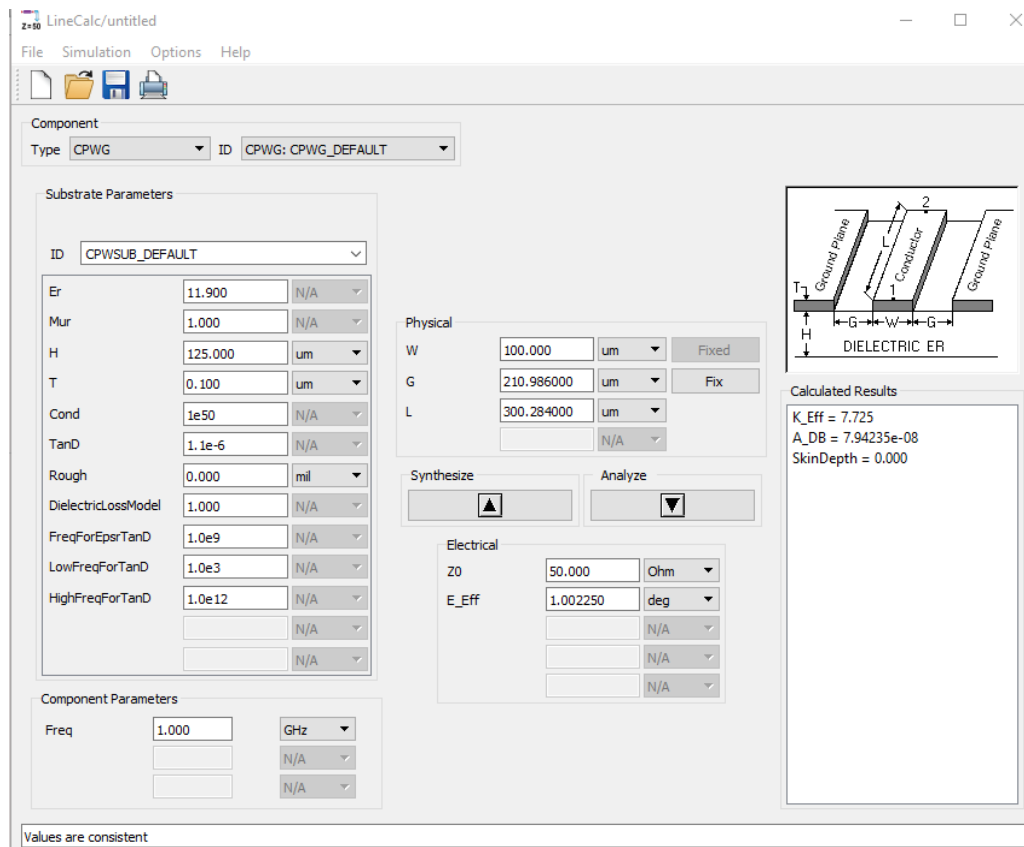


Figura 68. Cálculos del LineCalc para conseguir una línea coplanar con plano de masa de anchura $100 \mu\text{m}$ e impedancia 50 Ohms a 1 GHz .

El resultado que se obtiene de la simulación al pasarlo a *Momentum* es el siguiente, con una separación entre la línea coplanar y el plano de masa de 211 μm (Figura 69).

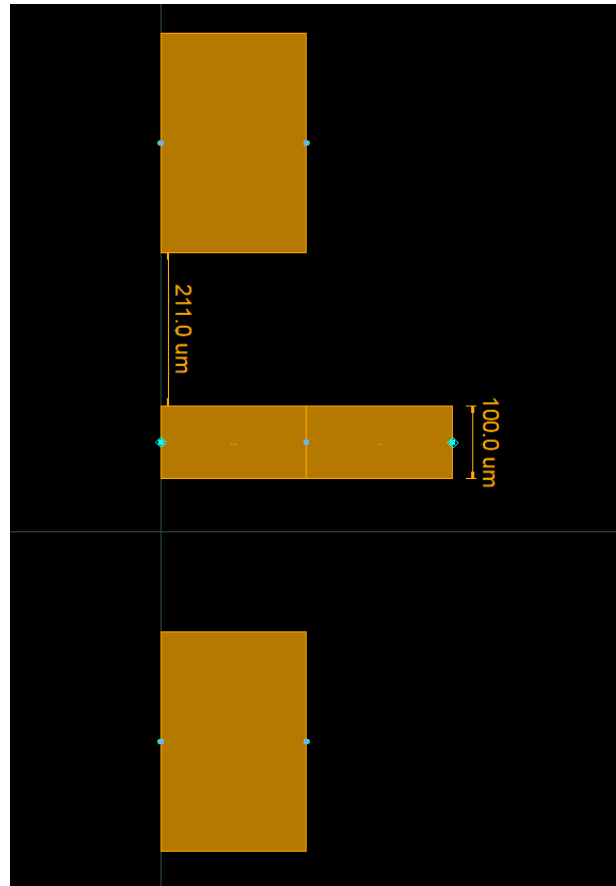


Figura 69. Transición microstrip a coplanar con plano de masa

6.2. Microstrip – Guía de onda WR-10

En cuanto a la transición microstrip a guía de onda rectangular WR-10 ($a = 2.54 \text{ mm}$, $b = 1.27 \text{ mm}$, $f_c = 59 \text{ GHz}$) en la línea de feedline, se ha utilizado un modelo previamente definido en *HFSS* para la banda W. Gracias a este, se han podido modificar sus parámetros para adaptarlos a nuestro diseño. Esta transición es necesaria para posteriormente poder conectar una antena de bocina e introducir la propia señal captada en la línea.

En este caso, se ha realizado en plano E mediante una sonda con el mismo conductor (*NbTi*) que la línea microstrip con grosor de 100 nm, y sobre el mismo substrato (Silicio) con grosor 125 μm y $\epsilon_r = 11.9$. La principal característica que presenta este tipo de transición es que en la zona de la sonda se le quita el conductor del plano de masa, actuando así como una antena.

A continuación, se muestra en la Figura 70 la transición diseñada en el simulador *Ansys-HFSS (High Frequency Structural Simulator)*. Previo a ello, es necesario conocer como ha de ser el diseño de la sonda para que esté a una distancia del corto de la guía $\lambda_g/4$, definida en las ecuaciones (31, 32, 33, 34), de manera que aquella señal que viaje por los $\lambda_g/4$, y se refleje en su extremo, se sume en fase con el resto de señal.

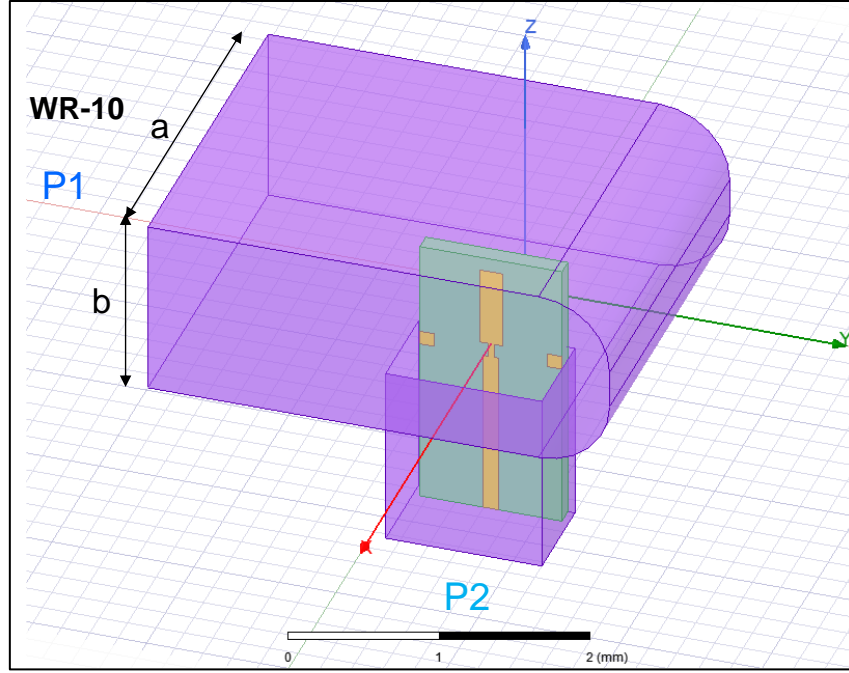


Figura 70. Transición guía de onda (WR-10: $a = 2.54 \text{ mm}$, $b = 1.27 \text{ mm}$) a microstrip en el simulador Ansys – HFSS

$$\lambda_g|_{TE_{10}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (31)$$

$$\lambda_c = 2a = 5.08 \text{ mm}, \text{ siendo } a = 2.54 \text{ mm} \quad (32)$$

$$\lambda_g|_{90\text{GHz}} = 4.4 \text{ mm} \quad (33)$$

$$\frac{\lambda_g|_{90\text{GHz}}}{4} = 1.1 \text{ mm} \quad (34)$$

Obtenida la longitud de un cuarto de longitud de onda de la guía para el modo TE_{10} a 90 GHz (ec. 34), se presenta en la (Figura 71) dos vistas diferentes de la transición a guía WR-10 indicando las dimensiones a y b , y la distancia de la sonda al corto de 1.25

mm. Además, en la Figura 72, se pueden observar las dimensiones de la línea microstrip de la sonda, así como un tramo de línea previo con impedancia más alta que nos permite adaptar impedancias.

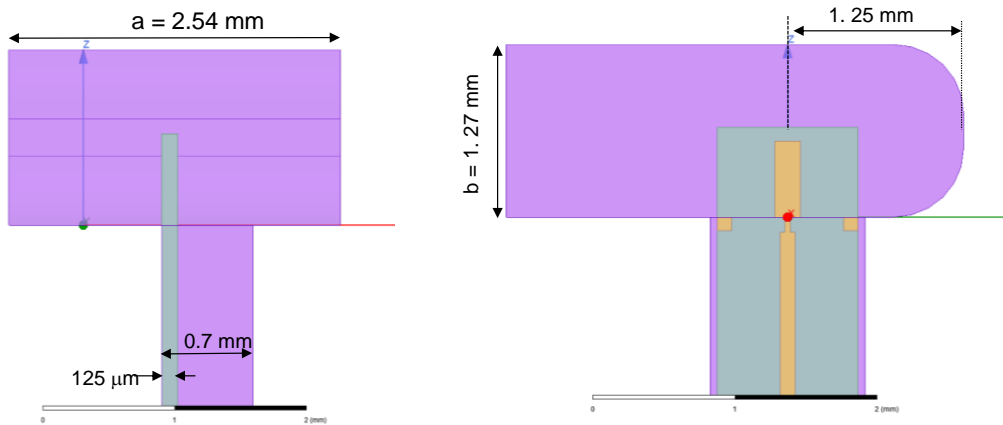


Figura 71. Vistas con dimensiones de la transición guía de onda (WR-10) a microstrip.

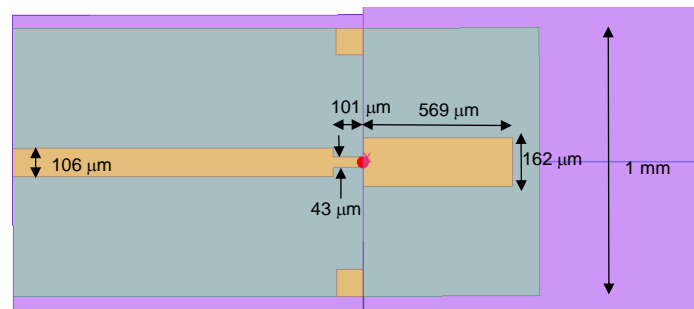


Figura 72. Dimensiones de la línea de transmisión microstrip y la sonda para la transición a guía.

Finalmente, se realiza una simulación en *Ansys HFSS* (Figura 73) para conocer las pérdidas y la adaptación que presenta esta transición en la banda de 90 GHz. Los resultados que se obtienen son unas pérdidas despreciables y una adaptación mejor de 18 dB entre 75 GHz y 97 GHz, por lo que resulta válido para nuestros 5 resonadores diseñados.

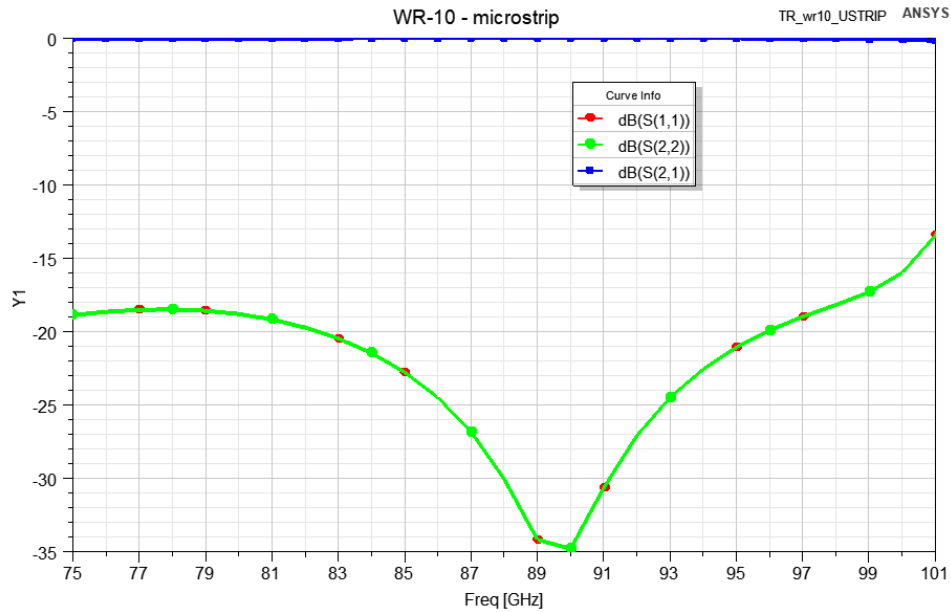


Figura 73. Simulación de la transición guía de onda (WR-10) a microstrip con Ansys – HFSS

6.3. Terminación línea de feedline

Para tener adaptación en la línea de feedline, es necesario terminar la línea en su extremo con una carga adaptada de 50 Ohms. Para ello, se va a realizar una línea de transmisión de *AlTi* con $R_s = 1.27 \text{ Ohm/sq}$ y grosor 35 nm al igual que el KID. Esta línea de transmisión resistiva tiene anchura de $27 \mu\text{m}$ y una longitud aproximada de 3.3 mm. Además, se coloca un stub radial con conductor de *NbTi* de grosor 100 nm y de longitud $\lambda/4 = 300 \mu\text{m}$ para conseguir un corto virtual en la banda W, tal y como se ve en la Figura 74.

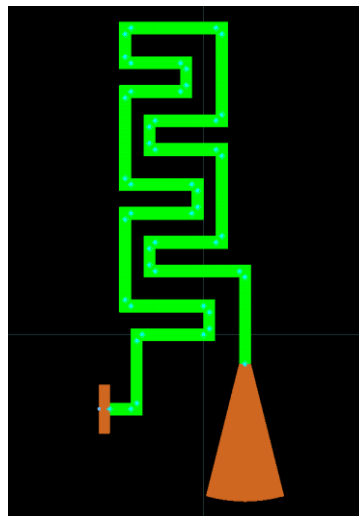


Figura 74. Carga final de la feedline con de *AlTi* ($R_s = 1.27 \text{ Ohm/sq}$) y grosor 35 nm acabada con un stub radial *NbTi* de grosor 100 nm

Tras la simulación en *Momentum* de la carga a 50 Ohms, se obtiene el siguiente coeficiente de reflexión mostrado en la Figura 75. Se puede observar una adaptación mejor de 15dB a 90 GHz.

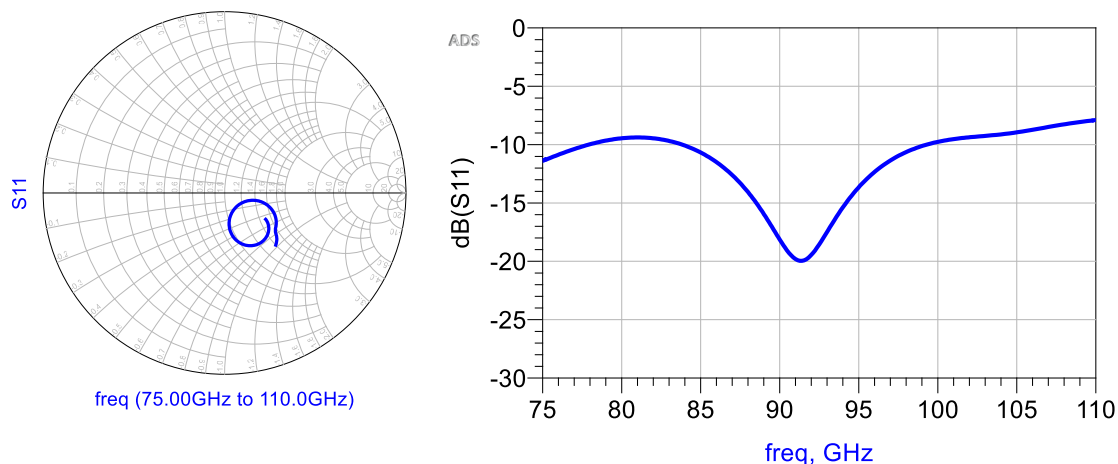


Figura 75. Coeficiente de reflexión a la entrada de la carga final de la feedline obtenida con *Momentum*

6.4. Diseño completo del chip

Finalmente, se ha completado el diseño del espectrómetro en chip añadiendo las transiciones diseñadas al modelo de layout del capítulo 5 (Figura 67). Por un lado, se incluyen las transiciones microstrip a coplanar en los accesos de la línea de readout, y, por otro, se agrega la sonda para la transición microstrip – guía WR-10 en un extremo de la línea de transmisión feedline y la carga adaptada de 50 Ohms en el otro.

El circuito final resultante viene dado en un esquema muy simplificado de su colocación en un chasis con sus respectivas dimensiones (Figura 76). Dando lugar a un chip de tamaño 7.419 mm x 4.486 mm, con un corte para la sonda (sin plano de masa) en la transición microstrip a guía de onda WR-10.

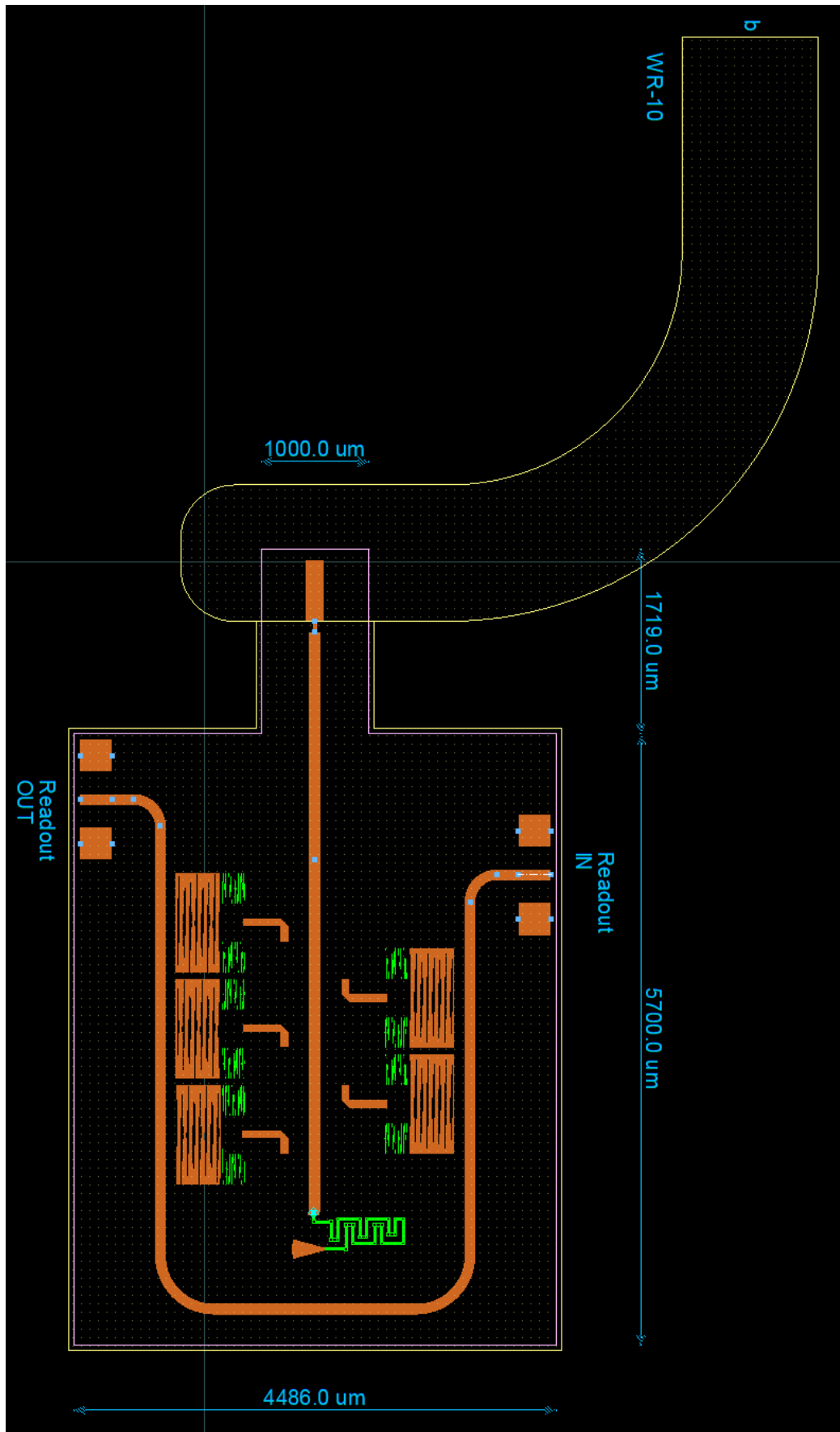


Figura 76. Espectrómetro en chip con transiciones coplanar – microstrip en los accesos de readout, transición microstrip – guía WR-10 en un extremo de la línea de transmisión feedline y carga adaptada en el otro

Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras

A continuación, se recogen las conclusiones halladas a lo largo del proyecto. Por un lado, en cuanto al diseño en alta frecuencia, se diseñan cinco resonadores en forma de “L” con dimensiones $\lambda/2$ actuando como filtros a una frecuencia de resonancia determinada, más concretamente, en la banda W, en torno a los 90 GHz mediante líneas de transmisión. Gracias al material superconductor *NbTi* se consigue un filtro de alta sensibilidad capaz de operar en la banda mencionada y con un factor de calidad de 1000. El *NbTi* se ha elegido ya que a temperaturas de milikelvin, no se produce absorción en banda W debido a su temperatura crítica de 10 K. Estos resonadores se acoplan mediante el modelo de líneas acopladas a la línea de feedline para poder recibir y filtrar la señal. En segundo lugar, al acoplar a los cinco resonadores la parte inductiva del KID, se produce un cambio en la frecuencia de resonancia, por lo tanto, se ajustan las longitudes del resonador y se logra que vuelva a resonar en la misma frecuencia de resonancia y con un factor de calidad de 500, igual al de la resolución objetivo del espectrómetro.

Por otro lado, en cuanto al diseño en baja frecuencia, gracias a las características que presenta el material superconductor *AlTi*, con temperatura crítica de 0.78 K, se pueden diseñar los LEKIDs correspondientes a cada resonador, formados por una parte inductiva y un condensador. Estos absorben la señal de la banda W y con el posterior acoplo crítico a la línea de readout, se pueden realizar medidas y analizar la información recibida. En función de las características físicas del condensador, se ajusta su valor capacitivo y se obtienen LEKID con diferentes frecuencias de resonancia. Para conseguir que estas frecuencias no se solapen, se lleva a cabo una regla de diseño que permite separar los LEKID más de 10 MHz unos de otros, dando lugar a cinco canales separados en frecuencia.

Para completar el diseño del espectrómetro en un chip, se añaden las transiciones de microstrip a guía de onda en uno de los extremos de la línea de feedline para poder introducir una antena que pueda alimentar esta línea con la señal captada. Al otro extremo de la línea se diseña una carga adaptada a 50 Ohms mediante líneas de transmisión y acabada con un stub en abierto a modo de corto virtual en 90 GHz. Además, en los accesos de la línea de readout se añaden las transiciones microstrip a coplanar para poder recoger la información obtenida del chip. El tamaño final del chip diseñado es 7.419 mm x 4.486 mm en un sustrato de silicio de grosor 125 μm .

Para realizar los diseños sea utilizado el simulador electromagnético *Momentum*, debido a que realiza simulaciones electromagnéticas teniendo en cuenta más parámetros que puedan asemejarse a la realidad, en relación con las herramientas de diseño como *LineCalc* o esquemático de *ADS*. Como mera comprobación de los resultados, se han simulado con los mismos datos los circuitos en *Ansys HFSS*, dando lugar a resultados muy similares. Un aspecto crítico que presentan ambos simuladores es que para simular los acoplos mediante líneas acopladas, es necesario añadir una caja metálica. Su tamaño es crítico ya que no se han encontrado referencias al respecto a nivel usuario y su tamaño puede afectar al comportamiento del mismo.

En definitiva, se ha logrado realizar el diseño completo de los cinco resonadores que incluye un espectrómetro en chip en banda W mediante el uso de LEKIDs y un banco de filtros, cumpliendo con los objetivos de factor de calidad igual a 500 y frecuencias de resonancia próximas a 90 GHz. La operación de este circuito, realizado con materiales superconductores, es a temperaturas criogénicas del orden de cientos de milikelvin.

En cuanto a las líneas futuras de este proyecto, aparecen tres posibles vertientes. La primera, y la más importante, llevar a construir este chip al Centro de Astrobiología (CAB – CSIC) y poder realizar las medidas correspondientes para caracterizar el espectrómetro diseñado en de este trabajo. La segunda es que se diseñen y se construyan los demás canales que hacen falta para completar la banda W del espectrómetro. Y la tercera es que este proyecto sea otro punto de partida para seguir avanzando en la investigación de este tipo de tecnologías, y de esta manera, otros compañeros de mi titulación puedan seguir trabajando con este mismo departamento y en este mismo ámbito, porque aún queda mucho trabajo y estudio por hacer.

Bibliografía

- [1] G. Ulbricht, «Applications for Microwave Kinetic Induction Detectors in Advanced Instrumentation,» *Applied Sciences*, vol. 11, nº 6, p. 2671, Mar. 2021.
- [2] «CERN,» [En línea]. Available: <https://home.cern/science/physics/dark-matter>.
- [3] M. P. Navarro, «Búsqueda de axiones solares en los datos del experimento ANAIS-112,» Universidad de Zaragoza, 2020.
- [4] P. N. Martínez, «Investigaciones en un sistema de detección de axiones de materia oscura en microondas,» Universidad Politécnica de Cartagena.
- [5] A. Kovács, «SuperSpec: design concept and circuit simulations,» de *Proc. SPIE 8452, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VI*, Amsterdam, Países Bajos, 24 September 2012.
- [6] Á. F. Pérez, «Detectores basados en inductancia cinética para la medida de la polarización del fondo cósmico microondas,» Universidad de Cantabria, Octubre 2019.
- [7] M. Rösch, «Development of lumped element kinetic inductance detectors for mm-wave astronomy at the IRAM 30 m telescope,» Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [8] P. K. Day, H. G. LeDuc, B. A. Mazin, A. Vayonakis and J. Zmudzin, «A Broadband Superconducting detector suitable for use in Large Arrays,» *Nature*, vol. 425, pp. 817-821, Oct. 2003.
- [9] R.M.J. Janssen, «High optical efficiency and photon noise limited sensitivity of microwave kinetic inductance detectors using phase readout,» 11 Noviembre 2013.

- [10] S. Doyle, «Lumped Element Kinetic Inductance Detectors,» Tesis doct., Cardiff University, 2008.
- [11] P. S. Barry, «Electromagnetic design for SuperSpec; a lithographically-patterned millimetre-wave spectrograph,» de *Proc. of SPIE Vol. 8452*, 2012.
- [12] E. Shirokoff, «MKID development for SuperSpec: an on-chip, mm-wave, filter-bank spectrometer,» de *Proc. of SPIE Vol. 8452*, 2012.
- [13] L. d. I. F. B. A. Eduardo Artal, «Diseño del acoplamiento microstrip de detectores de inductancia cinética,» Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.
- [14] L. F. Magaña, Los superconductores, 25 de marzo de 2013.
- [15] Günter Kompa, "Practical Microstrip. Design and Applications. Artech House, Inc. 2005.

Anexo I

```
%% Cálculo para la separación de los resonadores
clc
clear all
% Variables
eps = 2; % Oversampling
R = 500; % Resolución del resonador
fu = 110; % Frecuencia superior
fl = 75; % Frecuencia inferior

% Cálculo del número de canales, Nc
Nc = eps * R * log(fu/fl);
Nc = round(Nc,0);

% Cálculo del factor de escala frecuencial, x
x = exp(-((log(fu) - log(fl))/(Nc - 1)));

% Progresión geométrica frecuencial, f
f = zeros(Nc,1);
for i = 1:Nc
    if i == 1
        f(i) = fu;
    else
        xg = x ^ (i-1);
        f(i) = xg * fu;
    end
end

% Separación de los resonadores, en función de f y R
Af = (f / R)*1e3;

% Gráfica para relacionar como crece el incremento de f con
la frecuencia
% de resonancia
plot(f, Af)
axis([75 110 150 220]); %Cambiar ejes si cambiamos R
xlabel('Frecuencia de resonancia (GHz)');
ylabel('Incremento de f (MHz)');
title('Separación frecuencial de los resonadores en la
banda W');
```

Anexo II

